amateurreihe

electronica

Klaus Schlenzig

221

Einsatzbeispiele für den C 520 D

electronica · Band 221

KLAUS SCHLENZIG

Einsatzbeispiele für den C 520 D

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1985
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1985
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Angelika Ulsamer
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 22. August 1984
LSV 3539
Bestellnummer: 746691 6
00190

Inhalt

1.	**Einleitung**	5
2.	**Versuch einer „Standortbestimmung“**	7
3.	**Verfahren der Analog/Digital-Wandlung**	11
4.	**A/D-Wandler C 520 D**	14
4.1.	Übersichtsschaltplan	14
4.2.	Datenübersicht und typische Abhängigkeiten	17
4.3.	Multiplexbetrieb und Betriebsarten	20
4.4.	Sonderzeichen	22
4.5.	Einsatzhinweise	23
5.	**Der C 520 D in der Gesamtschaltung**	27
5.1.	Anzeigeseite	27
5.2.	Parallelausgabe über Zwischenspeicherung	37
5.3.	Eingangsseite	39
5.4.	Meßwandler	45
6.	**Stromversorgung**	55
6.1.	Netzbetrieb	55
6.2.	Batteriebetrieb	61
6.2.1.	Anzeigeelemente	62
6.2.2.	Decoder	66
6.2.3.	Stabilisierungsschaltung mit Anzeigezeitbegrenzung	67
7.	**Digital-„Minimeter“ für Batteriebetrieb mit hohem R_E**	71
7.1.	Eingangsgestaltung	71
7.2.	Gesamtschaltung	78
7.3.	Aufbau	79
7.4.	Dezimalpunkt	85

8. Meßgeräte mit dem C 520 D 88
8.1. Grundgerät 88
8.2. Meßverstärker 89
8.3. Digitales Ohmmeter 94
8.4. Digitalthermometer 98
8.5. Wechselspannungsmessungen 102
8.6. Stromverstärkungsmesser 105

9. Literatur 108

1. Einleitung

Innerhalb weniger Jahre ist die Mikroelektronik zu einem wichtigen Faktor des technischen Fortschritts geworden. Die dazu nötigen Voraussetzungen – vor allem ein Sortiment integrierter Schaltkreise mit den internationalem Stand entsprechenden Eigenschaften – sind in unserer Halbleiterindustrie in einem relativ kurzen Zeitraum entstanden. Ihr breiter Einsatz hat dazu geführt, daß auch dem Amateur zunehmend diese Schaltkreise zugänglich werden – sei es als speziell für ihn ausgemessene „Anfalltypen", sei es als Markenware aus dem Rücklauf der Industrie.

Diese Entwicklung hat sich auf allen Ebenen vollzogen. Zur bipolaren Grundtechnologie gesellten sich fertigungsgünstige oder (und) energiesparende neue Verfahren wie I^2L- bzw. CMOS-Technologie. Sie vervielfachten die Möglichkeiten der Schaltkreishersteller. Den Anwendern werden heute oft „maßgeschneiderte" Lösungen geboten, die weit mehr Kombinations- und Designaufwand als schaltungstechnische Überlegungen erfordern. Immer wichtiger sind dabei Detailinformationen zu Daten und Einsatz geworden. Die bis zum letzten Transistorelement aufgelöste Innenschaltung ist für den Endanwender dagegen oft kaum noch überschaubar. Spezialisten des Herstellers sind deshalb bemüht, ihre Kunden über die Einzelheiten des Zulässigen bzw. Unzulässigen im Umgang mit dem komplexen Baustein zu unterrichten; oft ist dabei weniger mehr.

Auch weiterhin hat man zwischen Schaltkreisen mit „allgemeinem Einsatz" zu unterscheiden und solchen, die zu wenigen Zwecken oder sogar mit einem einzigen Ziel geschaffen worden sind: „Hardware"-Logikbausteine auf der einen Seite also und gewissermaßen „Einchip-Geräte" auf der anderen, übertrieben ausgedrückt.

Der *C 520 D* gehört nach dieser Einteilung auf die Seite „Einchip-Geräte", allerdings noch auf einer relativ niedrigen Stufe.

Angesichts des Aufwands, den ein digital anzeigendes Spannungsmeßgerät bisher erforderte (auch bei Einsatz von weniger hoch integrierten Schaltkreisen!), ist diese Zuordnung sicherlich gerechtfertigt.

Im Vordergrund steht in dieser Broschüre die praktische Nutzung

des *C 520 D* für die „tägliche Amateurpraxis". Nur informativ gestreift werden dagegen in einer Übersicht die verschiedenen möglichen Verfahren der A/D-Wandlung, und zum Einsatz des *C 520 D* in der Automation werden nur einige, allgemeinere Informationen gegeben.

Der *C 520 D* ist im genannten Einsatzgebiet ein überaus interessanter, mit relativ geringem peripherem Aufwand vielseitig verwendbarer Schaltkreis, den man beim Ablösen der klassischen Zeigerinstrumente in der Amateurpraxis nutzen kann.

Die relativ große Zeitspanne zwischen Manuskriptfertigstellung (Herbst 1983) und Erscheinen dieser Broschüre hängt mit dem Einsatz einiger neuer Bauelemente zusammen, die nicht vor 1985 für den Amateur verfügbar sein werden. Dafür bieten sie jedoch vorteilhaftere Lösungen für eine Reihe von Anwendungen des *C 520 D*. Zum Manuskriptzeitpunkt hatten ihre Daten erst vorläufigen Charakter. Das sollten industrielle Nutzer berücksichtigen.

2. Versuch einer „Standortbestimmung"

An dieser Stelle seien einige einfache technische Anmerkungen gestattet, die der „Standortbestimmung" des *C 520 D* nützlich sein dürften.

Die analoge Information von Zeigermeßwerken hat man bekanntlich bereits im vorigen Jahrhundert zur Information über Ströme, Spannungen und von ihnen abgeleitete Größen genutzt. Sie hat auch heute noch ihren Sinn. Sei es, daß eine Tendenz (Zu- oder Abnahme) schnell erkannt werden soll, wie beim Maximum- oder Minimumabgleich, oder daß man auf einen Blick sehen will, ob sich ein Vorgang noch im „Zulässigen" bewegt und mit welcher Sicherheitsspanne. Wenn der Zeiger eines Fernthermometers ganz kurz vor dem roten Bereich steht, erkennt man das auch ohne Zahleninformation. Man reagiert der Lage entsprechend – viel früher vielleicht, als ein Grenzwertsignal ausgelöst würde. (Selbst Zeigerinstrumente haben aber für solche Einsatzfälle inzwischen elektronische Konkurrenz im Ansteuerschaltkreis *A 277 D* erhalten.)

Das Meßprinzip versagt, wo eine Regeleinrichtung diese Temperatur aus technologischen Gründen extrem genau halten soll. Die optische Information kann zwar wie bisher ausgegeben werden, doch für den Regelmechanismus sind andere Organe nötig. In digitale Informationen umgesetzte Meßwerte bieten den Vorteil, daß man sie störsicher übertragen und beliebig „verarbeiten" kann. Ein Analog/Digital-Wandler liefert im Beispiel einen binär codierten Wert, der der gemessenen Temperatur entspricht. Er läßt sich in weiteren Schaltkreisen z. B. mit einem dort gespeicherten Sollwert vergleichen. Bei Abweichungen liefern dadurch ausgelöste Signale – zunächst noch digital, am Stellort wieder analog gewandelt – die nötigen Regelbefehle.

Auch bei der Entwicklung, in der Fertigung und beim Service elektronischer Geräte geht es zunehmend um recht genaue Meßwerte. Sofern sie sich zeitlich nicht zu schnell ändern (dann sind andere Meßmethoden erforderlich), kann man sie heute mit geringem Aufwand sehr genau ermitteln, mit ihnen rechnen („intelligente" Meßgeräte tun heute bereits auch dies) und auf sie geeignet reagieren. Hier sind die digitale Aufbereitung des Meßwerts und die

Ausgabe in einer mehrstelligen, eindeutigen Ziffernanzeige zweifellos der Zeigerinstrumentaussage mit ihren exemplar- und system- sowie auch ausschlagabhängigen Ungenauigkeiten weit überlegen, ganz abgesehen von der mechanischen Beanspruchung beim oft rauhen Werkstattbetrieb. Hinzu kommt, daß Zeigerinstrumente – vereinfacht gesagt – nicht zu Hunderten auf einer Siliziumscheibe in einem weitgehend automatischen Prozeß entstehen können. Ihre Herstellung erfordert viel Handarbeit, und allein das spricht heute gegen sie. Steigen Aufwand und Preis bei einem Zeigerinstrument rapide, je genauer und empfindlicher (das aber dann auch im negativen Sinne) der Typ, ist die Genauigkeit eines digitalen Voltmeters sozusagen „systemimmanent". Nun interessieren den Anwender aber nicht nur das Ausgangsverhalten (die Anzeige), sondern auch die Eingangsdaten. Mit Stromdämmungen von 10 bis 20 kΩ/V, also mit 100 oder 50 μA Eigenstrombedarf bei Vollausschlag, rechnet der Praktiker bei Betriebsmeßgeräten. Die dadurch bedingten Fälschungen der zu messenden Werte kennt er und kann sie daher berücksichtigen. Ihnen gegenüber ist der Anzeigefehler (also eine Größe des Ausgangsverhaltens) meist weit geringer.

Ein gutes digitales Betriebsmeßgerät soll einen Eingangswiderstand in der Größenordnung von 10 MΩ haben. Diese Forderung entstand aus einer Reihe praktischer Gründe. Auf der einen Seite fälschen 10 MΩ bei einer zu messenden Spannung von z. B. 10 V das Meßergebnis erst dann merklich, wenn der Innenwiderstand am Meßpunkt über 100 kΩ liegt. 10 V/10 MΩ ergeben ja 1 μA, und 100 mV Meßfehler bei 10 V sind meist vertretbar. Würde man den Eingangswiderstand auf 100 MΩ festlegen, käme das zweifellos manchen Meßaufgaben entgegen. Nur hat es einige praktische Hindernisse. 100 MΩ können bereits die Größenordnung des Widerstands eines nicht idealen Isolierstoffs sein. 100 MΩ Meßwiderstand zeit-, spannungs- und temperaturkonstant zu realisieren ist ebenfalls problematisch. Bei höheren Spannungen kommt man um solche Widerstände allerdings nicht herum. Sie sind dann Bestandteil vom Hersteller geeichter Tastköpfe. Um es vorwegzunehmen – 10 MΩ Eingangswiderstand lassen sich beim *C 520 D* nicht ohne weiteres erreichen. Nicht einmal näherungsweise. Man kann das akzeptieren, zumal es Mittel dagegen gibt. Bei einem großen Teil seiner Anwendungsfälle spielt es auch keine Rolle. Man darf sich auch nicht durch einen flüchtigen Blick auf das Datenblatt täu-

schen lassen: 100 MΩ Eingangswiderstand beziehen sich nicht auf im Einsatz erzielbare Werte! Die Sache ist komplizierter. Hinter den beiden Eingangsanschlüssen des *C 520 D* verbirgt sich je ein Basisanschluß eines pnp-Transistors. Von ihnen nach Masse muß ein Strom fließen können, damit das System funktioniert. Von bipolaren Operationsverstärkern her ist bekannt, daß ohne Eingangsstrom kein ordnungsgemäßer Betrieb möglich ist. Dieser Eingangs-Bias-Strom beträgt (während der Meßzeit innerhalb des Arbeitszyklus) etwa 100 nA. Das sind also 0,1 μA. Als „Fehlstrom" über einen Widerstand von 1 MΩ geleitet, ergibt sich eine Fehlerspannung von 0,1 V, und so kann man das vorhandene Exemplar auch direkt „sich selbst messen" lassen. Beim Meßbereich 1 V (exakt 0,999 V) ist das ein unzulässig hoher Fehler. Der Hersteller empfiehlt daher, den H-Eingang mit nicht mehr als 10 kΩ abzuschließen (bzw. einen Meßwandler mit $R_i \leq 10$ kΩ vorzusehen). Der L-Eingang muß niederohmig mit Masse verbunden werden, da der Vergleich mit Operationsverstärkern eben doch nur teilweise stimmt. Aber das sind bereits Einsatzdetails. Glücklicherweise liegt in der Bemerkung „während der Meßzeit" eine Chance, die Eingangsdaten zu verbessern. Dazu später mehr. Außerdem läßt sich der *C 520 D* mit weiteren modernen Schaltkreisen sowohl eingangs- wie auch ausgangsseitig „veredeln". Lediglich ein BIFET-Operationsverstärker im 8poligen DIL-Gehäuse ist erforderlich, um 10 MΩ Eingangswiderstand ohne große Probleme und auch bei Meßbereichen unterhalb von 999 mV zu realisieren. Er kommt dazu mit der positiven Spannung aus, die auch der *C 520 D* braucht. Eine negative Hilfsspannung z. B. einer 2. kleinen Batterie wird mit nur etwa 2 mA belastet.

Der *C 520 D* basiert intern weitgehend auf I^2L-Technologie. Diese bipolare Technik erleichtert (gegenüber MOS-Technologien) das Realisieren eines präzise arbeitenden Analogteils ohne den bei anderen Bipolartechnologien nötigen großen Flächenbedarf auf dem Chip. I^2L bedeutet außerdem niedrige Betriebsspannung und relativ kleinen Strombedarf (wenn auch nicht extrem niedrig).

Im Zusammenspiel mit auch bei weniger günstigen Lichtverhältnissen gut erkennbaren LED-Anzeigebauelementen wird mindestens nochmals der gleiche Strom benötigt bzw. bis zu einer Größenordnung mehr, je nach Anzeigetyp. Nicht immer akzeptiert werden muß dagegen der Eigenstrombedarf des Decoders zwischen *C 520 D* und Anzeige. Für solche kritischen Fälle des

Batteriebetriebs gibt es inzwischen BCD-zu-7-Segment-Decoder in CMOS-Technologie. So kann der Anwender heute zwischen dem „klassischen" *D 147 D*, dem Konstantstrom-Decoder der Reihe *D345D* bis *D 348 D* und dem sparsamen *U 40511 D* wählen. Dazu mehr in dieser Broschüre.

3. Verfahren der Analog/Digital-Wandlung

Solange der Entwickler digitaler Meßgeräte für analoge Eingangsgrößen noch gezwungen war, jede Funktionsgruppe vom Element an zu entwickeln, mußte er die Verfahren zum Umsetzen der Werte analoger Größen in digitale Informationen genau kennen. Heute ist es umgekehrt: Mit den vom Hersteller gewählten Umsetzungsverfahren heißt es zu leben. Weniger die Frage des Wie ist also entscheidend, sondern die nach den Vor- und auch Nachteilen, die sich aus dieser Wahl für die konkrete Anwendungsschaltung ergeben. Beim *C 520 D* z. B. ist das die (unerwünschte) Reaktion des benutzten A/D-Prinzips auf netzfrequente Störungen. Sie zwingt je nach Einsatzfall und Betriebsart zu zusätzlichen Maßnahmen, auf die noch einzugehen sein wird. Jedes Verfahren der „digitalen Quantelung" einer analog gegebenen Meßgröße (die also jeden beliebigen Wert haben kann) fordert als Preis für seine Vorteile einen bestimmten Aufwand. Als nicht mehr der Einzeltransistor, sondern der Operationsverstärker als kleinster Schaltungsbaustein zu werten war, begann im Grunde die „große Zeit" der A/D-Wandler. Es gibt zahlreiche Literatur zu ihren Prinzipien und ihren Realisierungen. Als Beispiel aus der Amateurliteratur sei [1] genannt. Eine Einteilung der A/D-Wandler in die Gruppen Simultan-, Serien- und Wägeverfahren findet man in [2].

Dem hohen Aufwand des Simultanverfahrens, der nur in integrierter Technik realisierbar ist, steht ein äußerst kleiner Meßzeitaufwand als Vorteil gegenüber. Im Prinzip wird eine Reihe von Komparatoren, die mit ihrem 2. Eingang an einer von einer Referenzspannung gespeisten Präzisionsteilerkette liegen, gleichzeitig von der Meßgröße angesteuert. Eine angeschlossene Digitalschaltung setzt die Werte in binärcodierte Zahlen um.

Bei den (wesentlich langsameren) Serienverfahren wird praktisch meist die Unbekannte mit einer zeitlinear wachsenden Referenzgröße (Sägezahn, Rampe) verglichen. Die Zeit bis zum Augenblick der Gleichheit ist ein Maß für die Größe der Unbekannten. Ein Zähler zeigt das Ergebnis an. Eine spezielle Ausführung dieser Verfahren ist das Dual-slope- oder Zweirampenverfahren, das – modifiziert – auch im *C 520 D* benutzt wird. Dabei mißt man erst

die 2. Teilzeit des jeweiligen Zyklus. Im 1. Teil lädt die Unbekannte einen Integrationskondensator auf, bis bei der konstantgehaltenen Zeit $t1$ die Steuerung auf eine entgegengesetzt gepolte Referenzspannung umschaltet. Jetzt entlädt sich der Kondensator, bis nach der Zeit $t2$ $U_C = 0$ erreicht wird. In diesem Augenblick schaltet ein angeschlossener Komparator den ab $t1$ laufenden Zähler wieder ab. Bild 3.1 soll diese Abläufe deutlich machen.

Es gilt $U_{t1} = -\frac{1}{RC}\int_0^{t1} U_X \mathrm{d}t = -\frac{1}{RC} U_X t1 = \mathrm{k1} \cdot U_X$ für die Ladung

und

$$U_{t2} = U_{t1} - \frac{1}{RC}\int_{t1}^{t1+t2} (-U_{ref})\,\mathrm{d}t = 0$$

Das heißt $0 = -\frac{1}{RC} U_X t1 + \frac{1}{RC} U_{ref} t2$

$$t2 = \frac{U_X}{U_{ref}} \cdot t1 = \mathrm{k2} \cdot U_X .$$

Beim *C 520 D* wird dieser Vorgang in zwei möglichen Stufen ständig wiederholt. Bei der für direktanzeigende Meßsysteme (also z. B. Digitalvoltmeter) sinnvollen langsamen Betriebsart nimmt

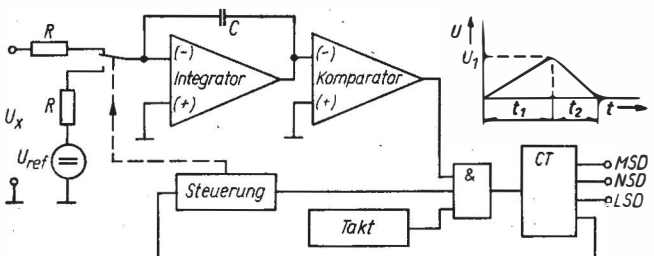


Bild 3.1 Prinzip des Dual-slope-Verfahrens (nach [2])

der Schaltkreis je Sekunde zwischen 2 und 7 „Meßproben" vom Prüfling.

Nur in einer Zeit von jeweils maximal weniger als 5 ms fließt dabei Eingangsstrom, in der üblichen Zeit (mindestens etwa 120 ms) ist der Eingang gesperrt! Daraus lassen sich bestimmte vorteilhafte Schaltungsdetails ableiten. Der Nachteil dieser „Stichprobenmessung" besteht darin, daß die sonst beim Dual-slope-Verfahren gerühmte Unempfindlichkeit gegen Netzbrumm infolge Integration über eine ganze Anzahl von Perioden der Netzspannung beim *C 520 D* nicht zum Tragen kommen kann. Das erwähnte Wägeverfahren liegt sowohl im Zeit- wie im Materialbedarf zwischen Simultan- und Serienverfahren. Es benötigt einen D/A-Wandler, der mit den zunächst „groben Überschlagwerten" der A/D-Wandlung gespeist wird und den Eingangskomparator je nach der sich ergebenden Polarität der Abweichung schaltet, bis der vom D/A-Wandler sozusagen rückverwandelte Analogwert dem der Eingangsgröße entspricht. Es handelt sich also um eine schrittweise Annäherung. Das Ergebnis wird wieder digital angezeigt.

Abschließend noch zu zwei für A/D-Wandler wichtigen Begriffen. Ein A/D-Wandler muß im Arbeitsbereich linear arbeiten, d. h., die Anzeige muß über den ganzen Meßbereich der Funktion $U_A = k \cdot U_E$ genügen. Die Konstante K darf außerdem nicht irgendeinen Wert haben, sondern z. B. 1, 10, 100 usw. Das wird im praktischen Betrieb (etwa beim *C 520 D*) durch ein Potentiometer erreicht, mit dem man die Verstärkung des Analogeingangs einstellen kann. Die Genauigkeit des A/D-Wandlers hat dann ihren besten Wert. Genauer als um 1/2 Anzeigeschritt in der letzten Stelle kann aber kein Digitalvoltmeter sein. Denn: Liegt z. B. die Eingangsspannung 998,5 mV an, so vermag der *C 520 D* nur entweder den Wert 998 oder 999 auszugeben. Das hängt allerdings auch von der „Unruhe" des Meßwerts (etwa durch Netzbrumm) ab.

4. A/D-Wandler C 520 D

Der *C 520 D* wurde auf dem 9. Halbleiterbauelemente-Symposium 1981 im VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt(O.) der Öffentlichkeit vorgestellt. Erste Daten- und Einsatzinformationen sind in [4] enthalten. Sie wurden erweitert bzw. präzisiert in [5]. Als Halbleiterinformation 190 wurde in [6] eine Daten- und Einsatzzusammenfassung gegeben.

4.1 Übersichtsschaltplan

Die Literaturstelle [6] enthält einen Zeichenfehler: Die Ausgangstransistoren sind real npn-Typen. Gemäß den Erfordernissen des Dual-slope-Verfahrens enthält der *C 520 D* einen Analogteil mit Komparator, der den Zählerteil steuert, einen Oszillator für die Abläufe im Zähler, einen Multiplexer zur Einsparung externen Decoderaufwands und Open-collector-Ausgangsstufen für die BCD-Informationen sowie für die serielle, dem Multiplexbetrieb entsprechende Ansteuerung der Anzeigeelemente (Bild 4.1 und Bild 4.2). Die vom Komparator, vom Oszillator und vom Zähler beeinflußte Kontroll- und Steuerlogik greift in den Analogteil ein. Dort steuert sie die Wandlungsrate (2 bis 7 bzw. 48 bis 168 Messungen je Sekunde) und die Stromquelle zur Kondensatoraufladung. Der Nullpunkt der Anzeige wird mit einem externen Potentiometer im *U/I*-Wandler abgeglichen, und ein veränderbarer Widerstand gestattet das Einstellen des exakten Endwerts (also der Steigung der Wandler-Geraden). Der *U/I*-Wandler formt während der fest vorgegebenen Wandlungszeit $t1$ aus der anliegenden zu messenden Spannung U_X einen Strom, der linear von U_X abhängt. Mit diesem Strom entlädt (!) er den extern am Schaltkreis liegenden Integrationskondensator C, der bis dahin auf die Schwellspannung U_{schw} des Komparators aufgeladen war. Die Spannung von C nimmt also während $t1$ linear ab (Bild 4.3). Ist diese Zeitspanne abgelaufen, wird der Kondensator mit einem im Schaltkreis erzeugten Konstantstrom wieder aufgeladen. Sobald der auf 0 stehende Zähler auf „Laden" umschaltet, beginnt er zu zählen. Er wird ge-

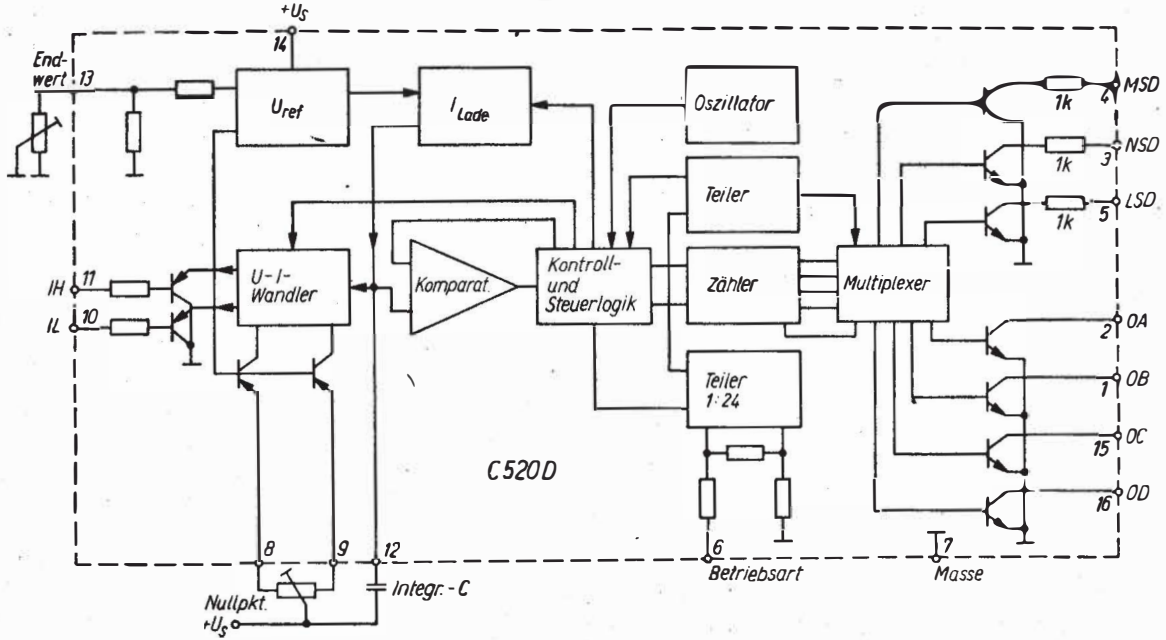


Bild 4.1 Übersichtsschaltplan des *C 520 D* (nach [6])

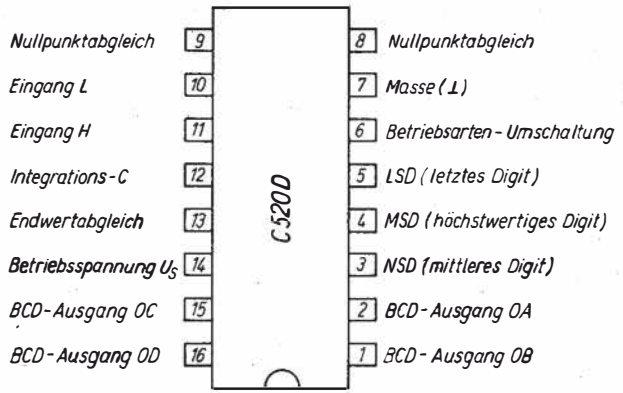


Bild 4.2 Anschlußbelegung des *C 520 D*

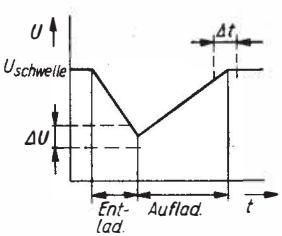


Bild 4.3
Eingangsspannungsverlauf am Komparator im *C 520 D* (ΔU Nullpunktverschiebung. Δt Endwertverschiebung) nach [6]

stoppt, wenn wieder U_{schw} erreicht ist. Danach übernimmt der Multiplexer die serielle Ausgabe des Zählerstands. Diese Ausgabe läuft im Rhythmus der Multiplexfrequenz ständig, so daß bis zur nächsten „Meßprobe" des *U/I*-Wandlers der bei der vorherigen Probe in ein BCD-Wort an den Zählerausgängen umgesetzte Meßwert unverändert angezeigt wird. Dann setzt die Kontroll- und Steuerlogik den Zähler (in einer „Anzeigelücke") auf 0 zurück und veranlaßt die nächste „Meßprobe". Der Zähler zählt wiederum die vom Oszillator in der Wiederaufladezeit des Integrationskondensators ankommenden Zeitschritt-Impulse, und anschließend, nach Zählerstopp, wird von neuem ausgegeben. So erscheint auf Grund der Ableitung der Taktfrequenz für die Wiederholrate und für die Multiplexausgabe jeder Meßwert in der langsamen Be-

triebsart 24mal in der Anzeige, in der schnellen dagegen nur je 1mal. Für Digitalvoltmeter und ihnen vergleichbare Anwendungen ist daher die langsame Betriebsart vorzuziehen. Bei der 3. möglichen Betriebsart („Haltebetrieb") wird übrigens nach dem 1. Meßwert neues Takten am Meßeingang verhindert, so daß der Meßwert „eingefroren" und vom selbstverständlich weiterlaufenden Multiplexer ständig periodisch und damit als unveränderte Ziffernanzeige ausgegeben wird.

4.2. Datenübersicht und typische Abhängigkeiten

Tabelle 4.1.
Grenzwerte des *C 520 D* (U_{CC} vielfach noch mit U_s bezeichnet)

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert
Betriebsspannung	U_{CC}	V	0	7
Eingangsspannung am Anschluß 10	U_{I10}	V	–15	15
Eingangsspannung am Anschluß 11	U_{I11}	V	–15	15
Spannung am Anschluß 6	U_6	V	0	7
Spannung an den BCD- und Digitausgängen	U_{OH}	V	0	7

Tabelle 4.2. Betriebsbedingungen des *C 520 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert
Betriebsspannung	U_{CC}	V	4,5	5,5
Eingangsspannung zwischen den Anschlüssen 10 und 11	$U_{I10/11}$	V	–0,099	0,999
Spannung für Geschwindigkeitsumschaltung				
Normalbetrieb		V	0	0,4
„hold"-Betrieb	U_6	V	0,8	1,6
Schneller Betrieb		V	3,2	5,5
Umgebungstemperatur	ϑ_a	°C	0	70

Tabelle 4.3. Elektrische Kennwerte des *C 520 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Typ.[1] Wert	Größtwert	Einstellwert
Stromaufnahme	I_{CC}	mA	–	9	20	$U_{CC} = 5{,}5\,V$ $U_6 = 1{,}2\,V$
Fehler der Linearität	F_{lin}	%	–	0,05	0,1 ± 1 Digit	$U_{CC} = 5{,}5\,V$ $U_6 = 3{,}4\,V$ $U_{10} = 0$ $-99\,mV \leq U_{11} \leq 990\,mV$
Fehler der Gleichtakteingangsspannung	ΔU_{CM}	mV	–1–1 Digit		+1+1 Digit	$U_{CC} = 5{,}5,\,V$ $U_6 = 3{,}2\,V$ $U_{10} = U_{11} = \Delta U_{CM}$ $U_{CM} = \pm 200\,mV$
Low-Ausgangsspannung der BCD-Code-Ausgänge	U_{OL}	V			0,4	$U_{CC} = 5{,}5\,V$ $U_6 = 1{,}2\,V$ $U_{10} = U_{11} = 0$ $I_{OL} = 1{,}6\,mA$
Gleichtaktunterdrückung	CMR	dB		48		$U_{CC} = 5\,V$, $U_6 \geq 0{,}4\,V$ $-200\,mV \leq U_{CM} \leq 200\,mV$
Betriebsspannungsunterdrückung	SVR	dB		65		$4{,}5 \leq U_{CC} \leq 5{,}5\,V$
Stromaufnahme der BCD-Code-Ausgänge	I_{OL}	mA	1,6	3,2		$U_{CC} = 5\,V$, $U_{OL} = 400\,mV$
Stromaufnahme der Digitausgänge	I_{OLD}	mA	1,6	3,2		$U_{CC} = 5\,V$, $U_{OL} = 4\,V$
Reststromaufnahme der BCD-Code- und Digitausgänge	I_{OS}	µA			200	
Eingangsstrom (Eingang high)	I_{IH}	nA		110		
TK des Nullpunkts	TK_{NP}	µV/K		25		$U_{I10/11} = 0\,mV$ $0°C \leq \vartheta_a \leq 70°C$
TK des Endwerts	TK_{END}	1/K		$60 \cdot 10^{-6}$		$U_{I10/11} = 900\,mV$ $0°C \leq \vartheta_a \leq 70°C$

[1] Stand 1982/83

Die in Tabelle 4.1. bis Tabelle 4.3. angegebenen Werte charakterisieren den *C 520 D*. Bei Amateurbedingungen zulässige („zerstörungsfreie") Abweichungen von den Vorgaben führen bisweilen zu Einsatzvorteilen, die die auftretenden Nachteile meist kompensieren. So arbeitet der *C 520 D* z. B. (exemplarabhängig) auch noch etwas unterhalb von 4 V (3,8 V laut [5]), wobei sich die Linearität gegenüber 5-V-Betrieb kaum verschlechtert. Für Einzelstücke kann daher durchaus im mobilen Betrieb noch eine Flachbatterie ausreichend sein, wenn dieser Typ auch inzwischen nicht mehr in Neuentwicklungen eingesetzt werden darf. Oder man nutzt die günstige *U/t*-Kennlinie von 0,5-Ah-Bleiakkumulatoren, d. h., 2 davon können in Spezialfällen eine ausreichende Spannungsquelle abgeben.

Diese Sonderfälle sind in Verbindung mit einem stromsparend ausgelegten Anzeigeteil von großer Bedeutung.

Für die an höchstmöglicher Genauigkeit interessierten Leser wiederum sind Bild 4.4 bis 4.6 wichtig, abgerundet durch die Information zur Spannungsabhängigkeit der Stromaufnahme nach Bild 4.7. Es handelt sich bei diesen Bildern um typische Abhängigkeiten.

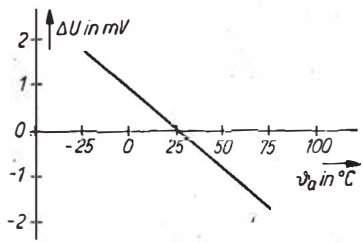


Bild 4.4
Nullpunktdrift des *C 520 D*

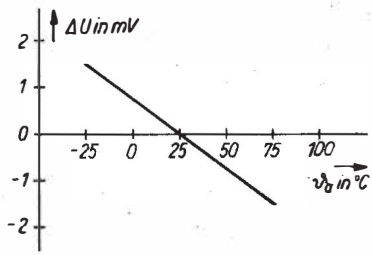


Bild 4.5
Endwertdrift des *C 520 D*

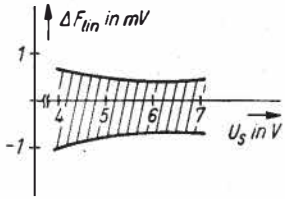


Bild 4.6
Betriebsspannungseinfluß auf die Linearität (Toleranzschlauch)

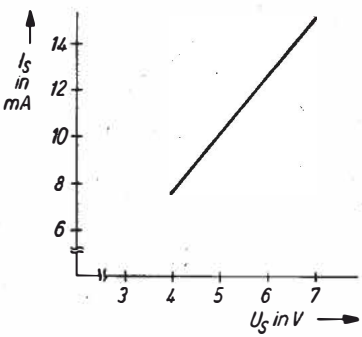


Bild 4.7
Stromaufnahme als Funktion der Betriebsspannung

4.3. Multiplexbetrieb und Betriebsarten

Man unterscheidet bei einer 3-Digit-Ausgabe im allgemeinen zwischen MSD, NSD und LSD, also zwischen most, next und least significant digit. M bedeutet daher die Hunderter-, N die Zehner- und L die Einerstelle.

Der *C 520 D* gibt jeweils innerhalb des in etwa 5 ms ablaufenden Multiplexzyklus zuerst die Hunderter-, dann die Einer- und erst danach die Zehnerstelle aus; vergleiche Bild 4.8. Der in Bild 4.8 enthaltene 4. Impulszug interessiert für die impulsgesteuerte Meßwertanzeige. Er zeigt, daß – durch die Abläufe im Schaltkreis bedingt – das Umschalten von Haltebetrieb (also 0,8 bis 1,6 V an Anschluß 6) auf Anzeige wenigstens 5 ms dauern muß, denn eine Umsetzung wird nur eingeleitet, wenn alle 3 Digit gleichzeitig gerade auf H liegen.

Zum Steuern der Betriebsarten über TTL-Signale empfiehlt der Hersteller die in Bild 4.9 gezeigten Ansteuerschaltungen. Sie sind

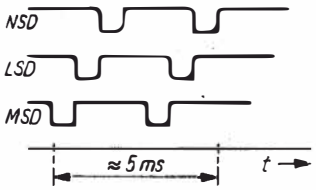


Bild 4.8
Impulsdiagramm an den Ausgängen des *C 520 D* (Bedingung: Spannung an Anschluß 6 muß wenigstens 5 ms lang auf 0,4 V abgesenkt werden, falls 6 nicht an Masse liegt)

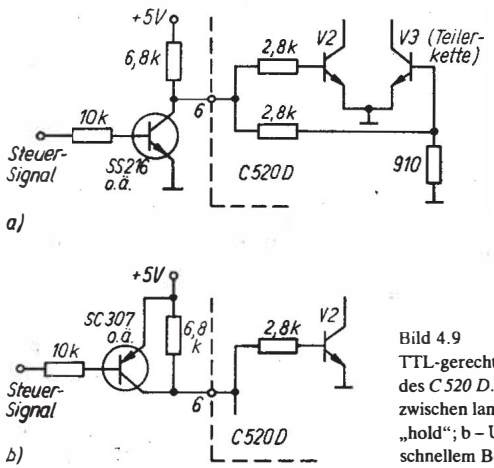


Bild 4.9
TTL-gerechte Ansteuerschaltungen des *C 520 D*. a – Umschalten zwischen langsamem Betrieb und „hold"; b – Umschalten zwischen schnellem Betrieb und „hold"

des besseren Verständnisses wegen zusammen mit dem dazu wesentlichen Teil der hinter Anschluß 6 liegenden Schaltung dargestellt. Zu diesem Bild gehören Tabelle 4.4. und Tabelle 4.5. Die Steuerung wirkt sich so aus, daß bei der langsamen Betriebsart die Wiederholrate des A/D-Wandlers von einem auf eine wesentlich kleinere Frequenz teilenden Flip-Flop-Ausgang stammt (18. Flip-Flop der Teilerkette) als bei der schnellen Betriebsart (12. bzw. 13. Flip-Flop).

4.4. Sonderzeichen

Ein Nachteil des *C 520 D* besteht darin, daß er im negativen Eingangsspannungsbereich nur bis 99 mV verarbeitet. Das MSD liefert dabei ein Zeichen, das man als Minuszeichen zu interpretieren

Tabelle 4.4.
Zur Betriebsartenumschaltung

a)	E	U_6	Geschwindigkeit
	H	< 0,4 V	langsam
	L	≈ 1,2 V	hold
	offen	≈ 1,2 V	hold
b)	H	≈ 1,2 V	hold
	L	$U_{CC} - U_{CEsat}$	schnell
	offen	≈ 1,2 V	hold

Tabelle 4.5. Umsetzrate und Betriebsart

Betriebsart	Spannung am Anschluß 6	Kleinstwert	Umsetzrate typischer Wert	Größtwert
Normal	0 V...0,4 V	2	4	7 Messungen/s
hold	0,8 V...1,6 V	Speicherung des letzten Meßwerts		
Schnell	3,2 V...5,5 V	48	96	168 Messungen/s
Meßwert-ausgabe	0 V...5,5 V	48	96	168 Hz

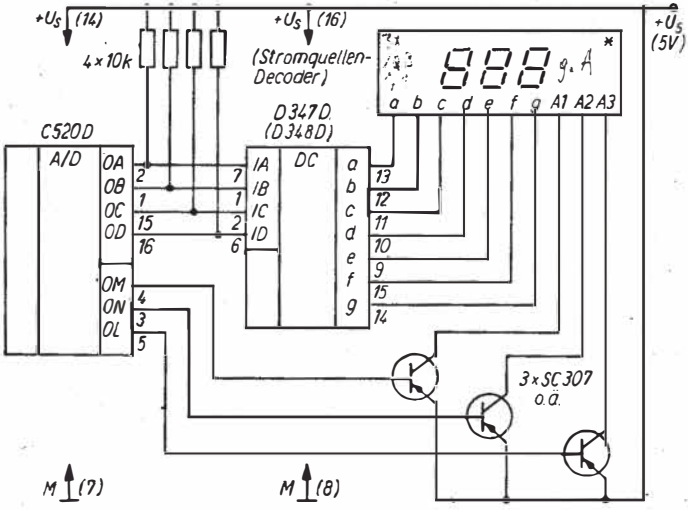
hat. Beim üblichen 7-Segment-Decoder *D 147 D* wird es als kleines c ausgegeben (Segmente d, e, g), denn es steht als HLHL (10) an den BCD-Ausgängen. Setzt man dagegen einen der neuen Decoder der Reihe *D 345 D* bis *D 348 D* ein, so erhält man bei *D 347 D* und *D 348 D* ein echtes Minuszeichen (Segment g), während *D 345 / 346 D* großes A liefern. Das ist auch der Fall, wenn ein CMOS-Decoder vom Typ *U 40511 D* eingesetzt wird. Man kann die Querbalken noch gut als Minus deuten. HLHL in allen 3 Stellen erscheint bei negativem Überlauf, der ab −100 mV gegeben ist.
Positiven Überlauf (also ab +1000 mV) signalisiert die Anzeige durch HLHL (11), und das ergibt ein um die vertikale Achse gedrehtes c in allen Digit, sofern ein *D 147 D* benutzt wird. EEE macht daraus der *D 347 D* (bzw. der *D 348 D*), was man z. B. als „Error" deuten kann. Bei *D 345 D* und *D 346 D* sowie beim *U 40511 D* dagegen ergibt sich bbb, sinnfällig als „Bereichsüberschreitung" zu interpretieren.

4.5. Einsatzhinweise

Bild 4.10 zeigt eine sich an Herstellerempfehlungen anlehnende Außenbeschaltung des *C 520 D* für direktanzeigende Meßsysteme. Der Hersteller weist darauf hin, daß die Eingänge H und L keine echten Differenzeingänge sind. Das drückt sich darin aus, daß man nur ±200 mV Gleichtakt-Eingangsspannung zuläßt, allenfalls aber ±280 mV. Sich ändernde Gleichtaktspannungen wirken sich auf die Anzeige aus, da die „common mode rejection" (CMR) für 0 und 900 mV Eingangsspannung unterschiedliche Werte hat (48 bzw. 42 dB). Eine konstante Gleichtaktspannung im zulässigen Bereich läßt sich dagegen durch Neuabgleich in Nullpunkt und Endwert sozusagen neutralisieren. Dieser Umstand und das Zugeständnis von bis zu ±280 mV laut [5] sind wichtige Voraussetzungen für die Realisierung beispielsweise eines in Grad Celsius anzeigenden Thermometerbausteins mit einem 1 mV/K abgebenden Temperaturfühler (*B 511 N*, siehe später!).

Sehr wesentlich – das wurde schon in Abschnitt 2. angesprochen – ist das Eingangsverhalten des *C 520 D*. Zwar beansprucht er einerseits den nicht gerade kleinen Eingangsstrom I_{IH} von typisch 124 nA [6], der exemplarabhängig sogar 200 nA [5] annehmen kann. Andererseits wird aber das Eingangssignal über nur (etwa!) 1 ms integriert, und außerhalb dieser „Probenentnahme" fließt praktisch kein Eingangsstrom. Aus dieser Tatsache läßt sich eine vorteilhafte Schaltungsauslegung ableiten, die zu höheren zulässigen Eingangswiderständen für Meßteiler führt. I_{IH} hängt auch von der Größe der Nullpunktabgleichwiderstände ab. Sie sollten in der Summe jedoch 100 kΩ nicht übersteigen, wenn sich die Linearität nicht merklich verschlechtern soll. Da der mögliche Nullpunktbereich relativ breit ist, können die Begrenzungswiderstände nicht allzu große Bruchteile des Potentiometerwerts beanspruchen. Überhaupt setzen Präzisionsanwendungen Spindeltriebpotentiometer voraus. Dagegen ist die Betriebsspannungsunterdrückung des *C 520 D* so gut, daß ein Hub in der Betriebsspannung im zulässigen Bereich (also zwischen etwa 4 und 7 V) kaum einen Nachgleich des Nullpunkts erfordert [5].

Für den *C 520 D* werden die folgenden Einsatzempfehlungen gegeben:



)* Anzeigen mit gem. Anode, gleiche Segmente untereinander verbunden

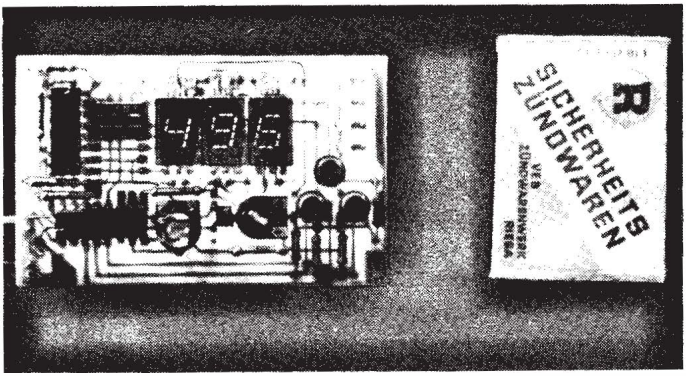


Bild 4.10. a – Einsatzschaltung für Anzeigen mit gemeinsamer Anode bei Verwendung eines Stromquellendecoders (Herstellerempfehlung, Eingangsseite nicht dargestellt). Hinweis: Sollten einzelne Segmente eines Digit mitleuchten, die gerade nicht beteiligt sind, dann auch 10 kΩ von den Digitausgängen nach Plus schalten! b – Musterbaustein (siehe Bauplan 55!)

- Betriebsspannung mit etwa 47 μF Elektrolytkondensator und ggf. noch mit 47 nF Scheibenkondensator dicht am Schaltkreis gegen Masse sieben.
- Bei der Leitungsführung vermeiden, daß Ströme des Digitalteils über gemeinsame Leiterbahnstücken zu Störspannungen im Analogteil führen.
- Bei brummgefährdeten Einsatzfällen vor H-Eingang Tiefpaßfilter anbringen.
- Für den Integrationskondensator eine verlustarme Ausführung mit kleinem Tk verwenden, denn Kapazitätsänderungen führen zu Linearitätsfehlern.
- Die Abgleichwiderstände sollen Spindeltrieb-Dickschichtausführungen sein, die man zur besseren Einstellgenauigkeit möglichst noch mit Festwiderständen begrenzt.
- Zwischen 8 und 9 sollen etwa 50 kΩ liegen. Zu tiefe Werte erhöhen den Eingangsstrom, zu hohe verschlechtern die Linearität.
- Abgleichpunkte: $U_I = 0{,}5$ mV, wobei Anzeige zwischen 000 und 001 schwanken muß, und $U_I = 900{,}5$ mV, d. h., Anzeige zwischen 900 und 901 schaltend.
- Widerstände von etwa 10 kΩ zwischen Plus und die BCD-Ausgänge legen, damit diese Open-collector-Stufen für den nachfolgenden Decoder im gesperrten Zustand einwandfreies H liefern. Bei L sind die Ausgangsströme dieser Ausgänge intern begrenzt, erfordern also keine Schutzmaßnahmen.
- Da die Multiplexausgänge intern 1-kΩ-Widerstände enthalten, sind sie nicht TTL-kompatibel. Bei 1,6 mA ist mit 4 V an diesen Ausgängen zu rechnen, wenn sie eingeschaltet sind (vergleiche Tabelle 4.3.).
- Der *C 520 D* ist auch für meßwerterfassende Systeme konzipiert, erfordert dann aber Maßnahmen für sichere Datenzwischenspeicherung (Wandlung seriell – parallel). Dazu die in den Multiplexsignalen enthaltenen Störnadeln ausfiltern (z. B. mit Verzögerungsgliedern). Weitere Informationen zu solchen Einsatzfällen sind z. B. [7] und [8] zu entnehmen.

Bild 4.11 zeigt die Lage der Störnadeln in den Multiplexsignalen. Jedes Digit leuchtet nach [5] für etwa 2,3 ms, und auch die Meßzeit hat ungefähr diesen Wert. Daher leuchten die Anzeigen im Verhältnis 1 : 4 von Leucht- zu Dunkelzeit.
Für die Störnadelunterdrückung wird die Schaltung nach Bild 4.12 empfohlen.

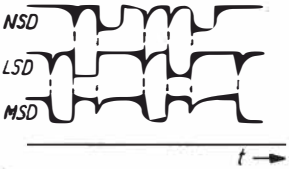


Bild 4.11
Multiplexdiagramm des *C 520 D*

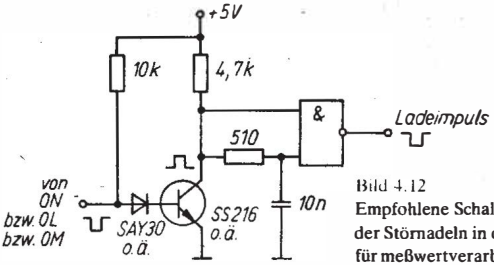


Bild 4.12
Empfohlene Schaltung zur Unterdrückung der Störnadeln in den Multiplexsignalen für meßwertverarbeitende Systeme

5. Der C 520 D in der Gesamtschaltung

Die bereits in Bild 4.10 gezeigte Herstellerempfehlung für das Beschalten des *C 520 D* für Meßzwecke mit direkter Anzeige ist nur eine von vielen möglichen. Die Variationen beziehen sich zunächst auf die Art der Anzeige (LED mit gemeinsamer Anode, LED mit gemeinsamer Katode, LCD-Anzeige, Fluoreszenz- und schließlich vielleicht auch einmal noch Kaltkatodenanzeige). Sie sind damit teilweise auch vom nötigen oder gewählten Decoder abhängig.
Eine weitere Gruppe von Variationen enthält die Seriell-Parallel-Wandlung, also das Speichern und anschließende gleichzeitige Nutzen der Digitalinformationen. Das leitet über zum Einsatz des *C 520 D* in der Prozeßsteuerung und geht damit – außer für spezielle Einsatzzwecke, wie etwa im Fotolabor – über die normalen Amateurinteressen hinaus.
Für beide Hauptrichtungen interessant aber sind die möglichen Eingangsschaltungen, also die Voraussetzungen, daß der *C 520 D* beliebige in Spannungen oder Ströme umsetzbare nichtelektrische Größen zur Anzeige bringen oder ihre Werte einer Weiterverarbeitung, etwa zum Zwecke der Prozeßregelung, zuführen kann.
Zweifellos ist aber der *C 520 D* bei Amateurbedingungen als Qualitätssprung im Meßlabor anzusehen. In den Schaltungen zum Messen von Spannungen, Strömen, Widerständen, Temperaturen, Stromverstärkungswerten, Beleuchtungsstärken usw. eröffnet der *C 520 D* oft neue Möglichkeiten, die dem Amateur vorher verschlossen oder nur über großen Zeit- und Materialaufwand zugänglich waren.

5.1. Anzeigeseite

Der Multiplexbetrieb hat einige Vorteile gegenüber der parallelen Ausgabe von Signalen zum Betrieb von Anzeigebauelementen. Da die BCD-Information ein Umwandeln in die Konfiguration der Anzeigebauelemente erfordert, sind bei Parallelausgabe für 3 Digit 3 Decoder nötig. Bei Multiplexbetrieb genügt dagegen einer. Damit sinkt der Energiebedarf des Decoderteils auf ein Drittel.

Im Multiplexbetrieb angesteuerte LED-Anzeigen dürfen mit höheren Impulsamplituden belastet werden als bei Dauerstrom. Da aber erfahrungsgemäß das Auge bei einer nur für einen Bruchteil der Periode leuchtenden Anzeige für den gleichen Helligkeitsausdruck weniger Gesamtleistung in der LED-Anzeige braucht, ist die benötigte Leistung meist geringer als im „Dauerstrichbetrieb". Sowohl für den Schaltkreishersteller wie für den eine Leiterplatte entwerfenden Anwender wirkt sich schließlich die geringere Zahl nötiger Leitungen positiv aus: 3 Digit erfordern im Parallelbetrieb bei 4 Bit (wegen der auszugebenden Ziffern von 0 bis 9) 12 Leitungen, im Multiplexbetrieb aber nur 4 + 3 (die letztgenannten für das multiplexgerechte Schalten der gemeinsamen Elektrode jedes Digit). Extern tritt eine weitere Vereinfachung bei Einsatz mehrstelliger „integrierter" Anzeigen ein. Das Verdrahten der 3 *VQB 71* aus der eigentlich schon etwas veralteten Applikationsschaltung bereitet noch einige Mühe, bzw. die entsprechende Verknüpfung von 3 *VQB 37* (für Kleingeräte) wird schon zum Platzproblem (1,25-mm-Raster!). Gerade für kleine mobile Amateurgeräte aber ist der Einsatz einer Rechneranzeige – vielleicht aus einem defekten Taschenrechner? – eine reizvolle Alternative. Ein solches Gerät wird im folgenden mit vorgestellt.

Inzwischen gibt es auch große 2stellige Lichtschachtanzeigen sowohl mit gemeinsamer Anode als auch mit gemeinsamer Katode: *VQE 21* und *VQE 23* bzw. *VQE 24* – die 1. von beiden jeweils aus Vorzeichen plus 1 Ziffer, die 2. aus 2 Ziffern zusammengesetzt. Die erstgenannte Gruppe hat gemeinsame Katoden, die letztgenannte ist wegen der gemeinsamen Anoden mit der veralteten *VQB 71* vergleichbar. Sie braucht einen „L-aktiven" Decoder wie den *D 147 D,* denn gemeinsame Anode heißt ja, daß die Segmente nach Masse (Minus) zu schalten sind, wenn sie leuchten sollen. Eine Übersicht über die bisher gebräuchlichen und die neueren 7-Segment-Anzeigen gibt Bild 5.1 (weitere Angaben siehe Abschnitt 6!). Anzeigen mit gemeinsamer Katode erfordern „H-aktive" Decoder. Zu diesen zählt der neue CMOS-Decoder *U 40511 D.* Gegenüber TTL-Decodern (sowohl *D 147 D* wie die neuen *D 345 D* bis *D 348 D)* ist der *U 40511 D* nicht an den engen Bereich von 4,75 bis 5,25 V für die Betriebsspannung gebunden, sondern er arbeitet sowohl bei 4 V als auch bei weit mehr als den für den *C 520 D* zulässigen 7 V. Allerdings ändert sich im gleichen Maße auch die Stromaufnahme der Anzeige, und die Logikpegel verschieben sich.

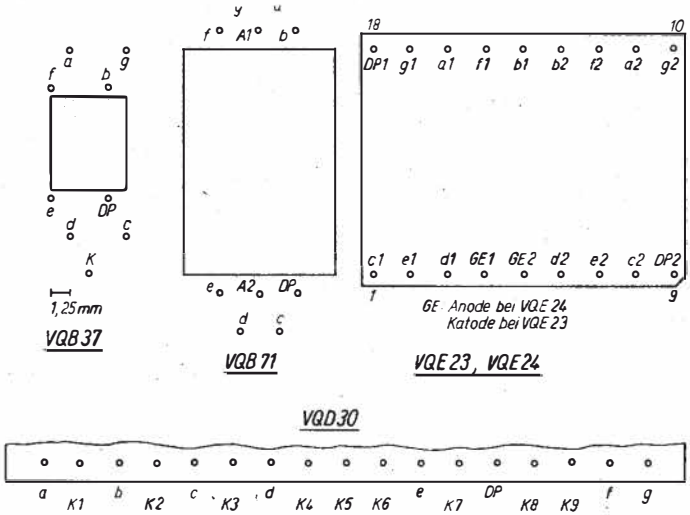


Bild 5.1 Gebräuchliche 7-Segment-LED-Anzeigen, Anschlüsse (Blick auf die Vorderseite; ohne *VQD 32)*

Sowohl der *D 147 D* als auch der *U 40511 D* brauchen ohmsche Widerstände zur Begrenzung der Segmentströme. Bei Vernachlässigung von Restspannungen im Schaltkreis gilt bekanntlich für den Wert dieser Widerstände die Beziehung $R \geq (U_S - U_F)/I_F$. Darin ist U_S die Betriebsspannung, für U_F setzt man die Flußspannung der LED-Anzeige, und I_F ist der gewünschte Strom. Für den vollen möglichen Hub von 4 bis 7 V muß also beachtet werden, daß an der oberen Spannungsgrenze kein für die Anzeige zu hoher Strom zustande kommt.

Müssen die in TTL-Technologie realisierten Decoder auch mit 5 V ±5% betrieben werden, so gilt das nicht für ihre Ausgänge. Je nach Typ kann man z. B. mit 15 V rechnen. Es ist also möglich, die Anzeige mit einer unstabilisierten Spannung zu betreiben und eine für den Decoder benutzte Stabilisierungsschaltung davon zu entlasten. Allerdings setzt die für die Ausgänge des *C 520 D* zulässige Spannung dem bereits mit 7 V eine Grenze, über die auch diese unstabilisierte Spannung nicht steigen sollte. Betrachtet man nun die veraltete *VQB 71* mit ihrer Serienschaltung von jeweils 2 Leucht-

dioden je Segment, so erweist sich diese als sehr ungünstig, wenn der Hub der unstabilisierten Spannung bis dicht an U_F heranreicht. Große Helligkeitsunterschiede sind die Folge. Gerade dieser alte Typ ist daher weit günstiger „bedient", wenn er von einem der neuen Konstantstromdecoder versorgt wird. Der einmal programmierte Strom *(D 346 D, D 348 D)* bzw. der intern eingeprägte feste Konstantstrom *(D 345 D, D 347 D)* läßt die Anzeige im gesamten unstabilisierten Bereich von 4 bis 7 V mit relativ konstanter Helligkeit leuchten. Nur sollte dabei – und das verschiebt auf jeden Fall auch den Bereich der unstabilisierten Spannung nach oben – die TTL-Mindestbetriebsspannung der Eigenversorgung des Decoders eingehalten werden. Wie weit der Amateur darunter noch arbeiten kann, muß ihm sein Decoderexemplar dann selbst zeigen.

Für Anzeigen mit gemeinsamer Anode stellt diese neue Decoderfamilie eine gute Alternative zum *D 147 D* dar, auch auf Grund des wesentlich geringeren Eigenstrombedarfs. Der *U 40511 D* dagegen ist heute praktisch „die" Lösung für Anzeigen mit gemeinsamer Katode – wenn auch mit *I(U)*-Hub der Anzeige.

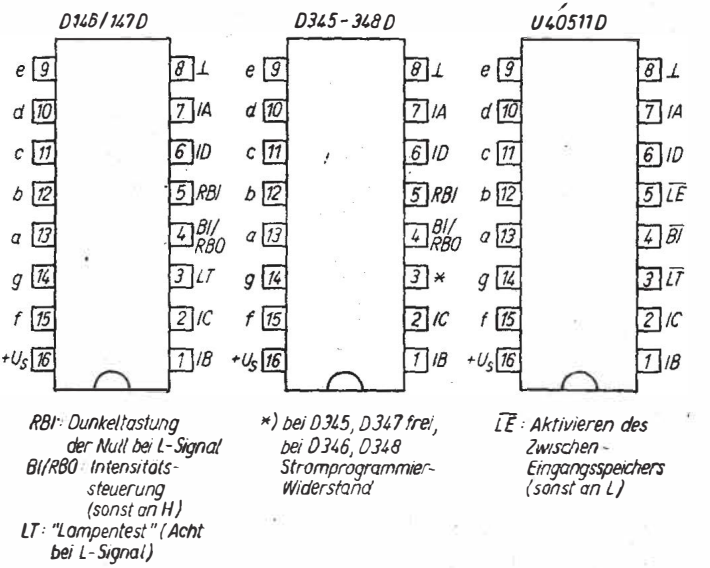


Bild 5.2 Derzeit verwendbare 7-Segment-Decoder (zur Anschlußbelegung siehe auch Tabelle 8.1.!)

Durch die in Bild 5.2 und Tabelle 5.1. enthaltenen Informationen soll die beste Entscheidung für die konkrete Aufgabenstellung erleichtert werden. Man beachte auch die bereits weiter vorn diskutierte unterschiedliche Ausgabe von Sonderzeichen.

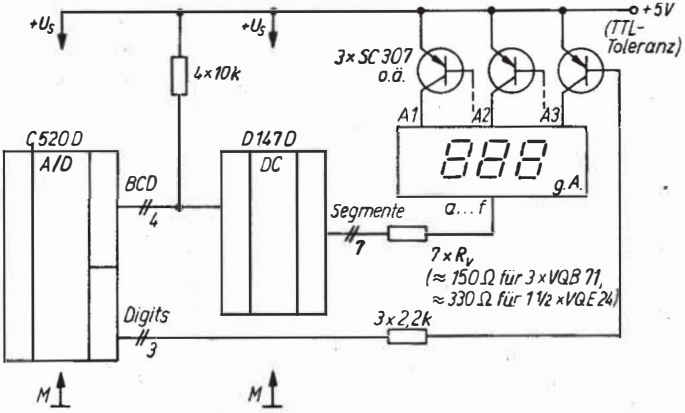


Bild 5.3 Ansteuerung von Anzeigen mit gemeinsamer Anode durch den *C 520 D* beim Einsatz des bisher üblichen *D 147 D*

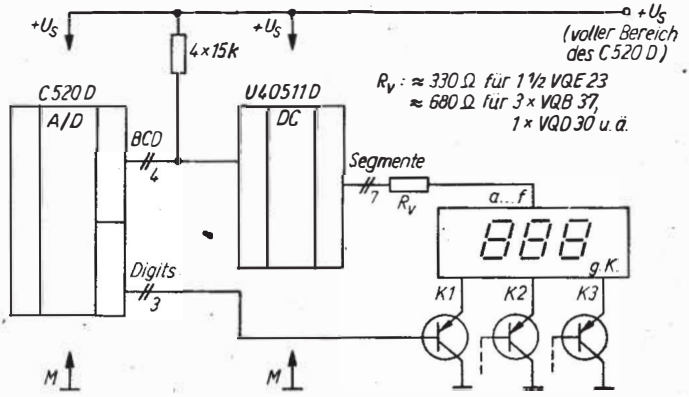


Bild 5.4 Ansteuerung von Anzeigen mit gemeinsamer Katode durch den *C 520 D* (vorteilhafte Variante mit Aktiv-H-Decoder)

Tabelle 5.1. Daten derzeit verwendbarer 7-Segment-Decoder

			D 147 D		*D 345 D, D 346 D, D 347 D, D 348 D*		(1) (2)	*U 4051 1 D*	
	Kurz-zeichen	Einheit	min	max	min	max	Kurz-zeichen	min	max (bei U_{DD}:)
Grenzwerte									
Betriebsspannung	U_{CC}	V	0	7	0	7	U_{DD}	-0,5	18
Eingangsspannung	U_I	V	-0,8	5,5			U_I	-0,5	U_{DD} + 0,5
Gesamt-Verlustleistung	P_{tot}	mW				450(1) 650(2)			300
Strom je Ausgang	I_{OL}	mA		20	7 0	14(1) 40(2)	I_{OH}		–25
H-Ausgangsspannung	U_{OH}	V	0	15	0	15			
Kennwerte									
H-Ausgangsspannung							U_{OH} (bei I_{OH} = -25 mA)		3,1 (5 V) 9,0 (10 V) 14 (15 V)
L-Ausgangsspannung	U_{OL}	V		0,4		4 (bei I_{OL} = 14 mA(1), I_{OL} = 20 mA(2)			0,05
Ruhestrom bei U_{CCmax} (U_{DDmax})	I_{CC}	mA		90	4 8 } typ.	12(1) 20(2) I_{DD}			0,02(25° C) 0,6 (70° C)

Betriebsbedingungen									
Betriebsspannung	U_{CC}	V	4,75	5,25	4,75	5,25	U_{DD}	3	15
Eingangsspannung	U_{IH}	V	2		2	5,5		3,5	5,3 (5 V)
								7,0	10,3 (10 V)
								11,0	15,3 (15 V)
	U_{IL}	V	0	0,8	0	0,8		–0,3	1,5 (5 V) 3 (10 V) 4 (15 V)

Der Multiplexbetrieb bedeutet, daß jedes Digit über die Multiplexausgänge getrennt mit seiner gemeinsamen Elektrode an die positive Betriebsspannung (bei gemeinsamer Anode) bzw. an Masse (bei gemeinsamer Katode) zu schalten ist. In Bild 4.10 wurde bereits ein modernes Beispiel für Anzeigen mit gemeinsamer Anode gezeigt. Zur besseren Übersicht wiederholen Bild 5.3 und Bild 5.4 das für diese Ausführungen interessante Prinzipielle. Wie aufwendig dagegen die noch in [5] wiedergegebene Schaltung mit einem *D 147 D* sein mußte, demonstriert zum Vergleich Bild 5.5. Ähnlich verhält es sich mit dem Minuszeichen. Bisher – solange nur der *D 147 D* greifbar war – erforderte ein echtes Minuszeichen eine z. B. aus 2 Gatterschaltkreisen und 2 Transistoren bestehende Zusatzschaltung (als eine von mehreren möglichen Varianten, vergleiche Bild 5.6). Der neue Decodertyp *(D 347 D* bzw. *D 348 D)* erledigt diese Aufgabe sozusagen „nebenbei", denn bei ihm wird HLHL direkt als Ansteuerung nur des Segments g interpretiert, was einem echten Minuszeichen entspricht.
Es fällt auf, daß alle erforderlichen Transistoren pnp-Typen sind. Allerdings müssen sie keinen hohen Ansprüchen genügen. Zu empfehlen ist eine Stromverstärkung von wenigstens 50; die Kollektorströme bleiben im allgemeinen unter 100 mA. Im Einzelfall,

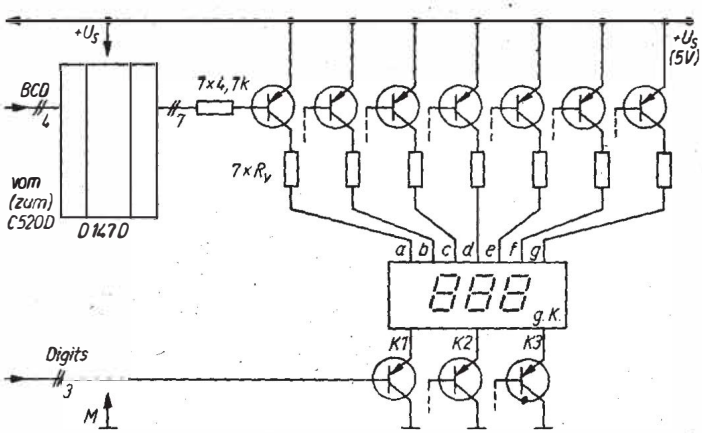


Bild 5.5 Zum Vergleich: Erhöhter Aufwand beim Einsatz eines Aktiv-L-Decoders bei Anzeigen mit gemeinsamer Katode

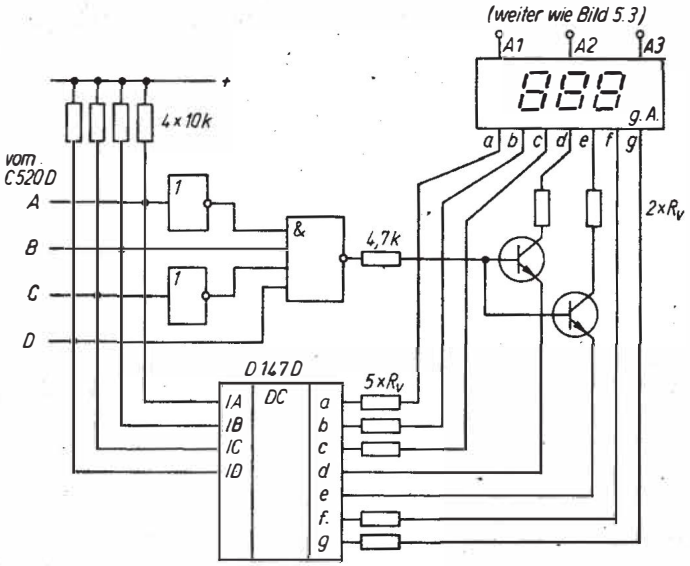


Bild 5.6 Eine solche Zusatzbeschaltung ergab beim Einsatz des *D 147 D* Minuszeichenanzeige. Der *D 347 D (D 348 D)* dagegen liefert sofort eine echtes Minuszeichen

wenn man mit einem etwas „knappen" Typ auskommen möchte, empfiehlt sich das Überprüfen bei $U_{Smax} \cdot I_{max}$ fließt dann für die Digittreiber, wenn eine 8 ausgegeben wird, d. h., $I_{max} = 7\,I_F \cdot I_F$ selbst sollte wegen des Multiplexbetriebs durch Rechnen und nicht durch Messen (es sei denn oszillografisch) bestimmt werden. Einige für den Einsatz am *C 520 D* geeignete und in letzter Zeit im Handel angebotene pnp-Transistortypen faßt Bild 5.7 zusammen. Man beachte die Anschlußbilder, da sie nicht immer der gewohnten Reihenfolge entsprechen.

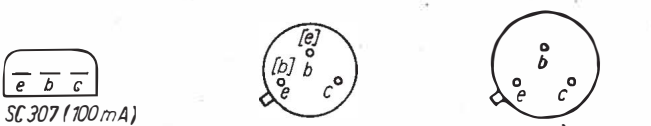


Bild 5.7 pnp-Transistoren für die Ansteuerung der Anzeigen (Blick auf die Anschlüsse)

Gegenwärtig erhält der Amateur LCD-Anzeigebauelemente noch selten. Eine auch nicht mehr unbedingt aktuelle Lösung stammt aus [9] bzw. [10] (Bild 5.8). Der Aufwand an 3 CMOS-Decodern und 2 CMOS-Gatterschaltkreisen mag nicht gerade niedrig erscheinen, doch braucht das gesamte System ja nur sehr wenig Betriebsstrom, wenig mehr, als der *C 520 D* für sich allein schon beansprucht. Die 3 LCD-Ziffern werden von den speziellen Decodern einzeln angesteuert. Die Digitsteuerung entscheidet über die „Strobe"-Eingänge der Decoder, welches Digit die nächste Infor-

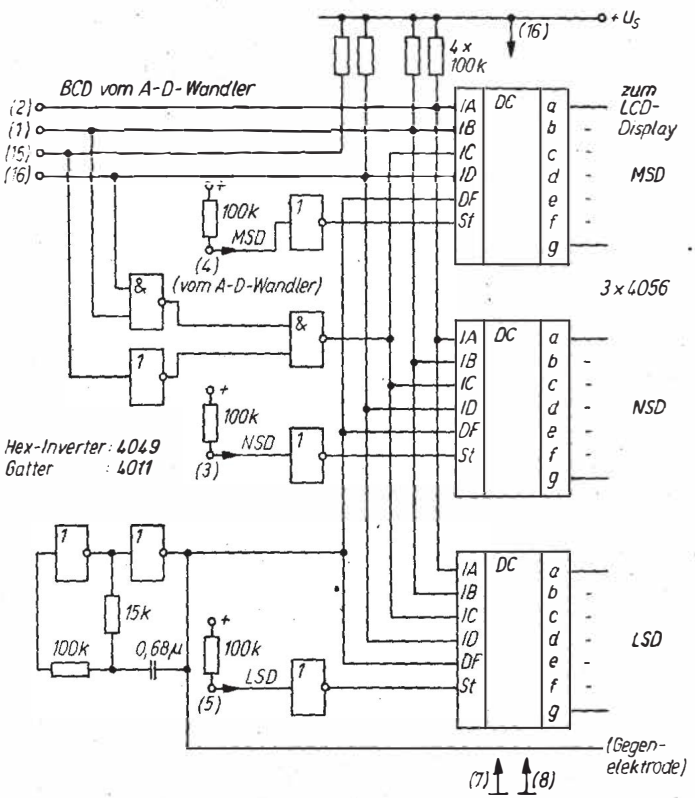


Bild 5.8 Diese CMOS-Schaltung empfehlen Hersteller von dem *C 520 D*-ähnlichen A/D-Wandlern zur Ansteuerung einer LCD-Anzeige [9], [10]

mation erhält. Insgesamt ähnelt diese Schaltung der im nächsten Abschnitt wiedergegebenen Applikationsschaltung zur Parallelausgabe von Meßwerten aus dem *C 520 D*. Die Schaltung in Bild 5.8 hat reinen Informationswert, da der *4056* nicht zu dem Sortiment gehört, das dem Amateur zugänglich ist.
Wesentlich interessanter erscheint dagegen die Möglichkeit, mit dem *U 40511 D* Fluoreszenzanzeigen kleinen Spannungsbedarfs zu betreiben. Sofern solche Anzeigen erhältlich sind, gibt es zwei Möglichkeiten: Multiplexbetrieb (naheliegend z. B. bei einem aus einem defekten Taschenrechner ausgebauten „Digitron") oder Parallelbetrieb. Letztgenannte Betriebsart erfordert zwar 3 Decoder, doch auf Grund des im *U 40511 D* enthaltenen Datenspeichers kann wiederum, ähnlich dem auch darum recht interessanten Applikationsbeispiel nach Bild 5.9 (siehe nächsten Abschnitt), eine Serien-Parallel-Wandlung durchgeführt werden. Wichtig dafür ist der Anschluß 5 („LE"; latch enable, also Speicheraktivierung). Solange er auf L liegt, reagiert der Decoder auf jedes Ändern der Eingangsinformation mit einer entsprechenden Anzeige. Wird L nur für die Dauer des zur Stelle gehörenden Digit angelegt, zeigt das angeschlossene Anzeigeelement den gerade vorliegenden Meßwert, der zu dieser Stelle gehört. Geht anschließend das Potential auf H, bleibt der Wert in der Anzeige, weil keine neuen Daten angenommen werden, bis das nächste L an Anschluß 5 erscheint. Da bei diesem Einsatzfall durch die Störnadeln auf den Multiplexsignalen ähnliche Probleme zu erwarten sind wie im nächsten Abschnitt, sind Maßnahmen im dort beschriebenen Sinne zu empfehlen.

5.2. Parallelausgabe über Zwischenspeicherung

Meßwertverarbeitende Systeme (bis zum Mikrorechner) lassen sich günstiger mit parallel verfügbaren BCD-Werten speisen als im Multiplex seriell. Der Hersteller gibt für solche Zwecke die Applikationsschaltung nach Bild 5.9 vor [6].
Da die Ausgänge des *C 520 D* bei der Belastung mit 3 parallelgeschalteten Dateneingängen etwas überfordert wären, entlastet sie der *D 108* als Puffer. Zwischen den Multiplexausgängen und den Ladeeingängen der 3 Dekadenzähler, die hier als Speicher benutzt werden, unterdrücken Verzögerungsglieder die bereits erwähnten

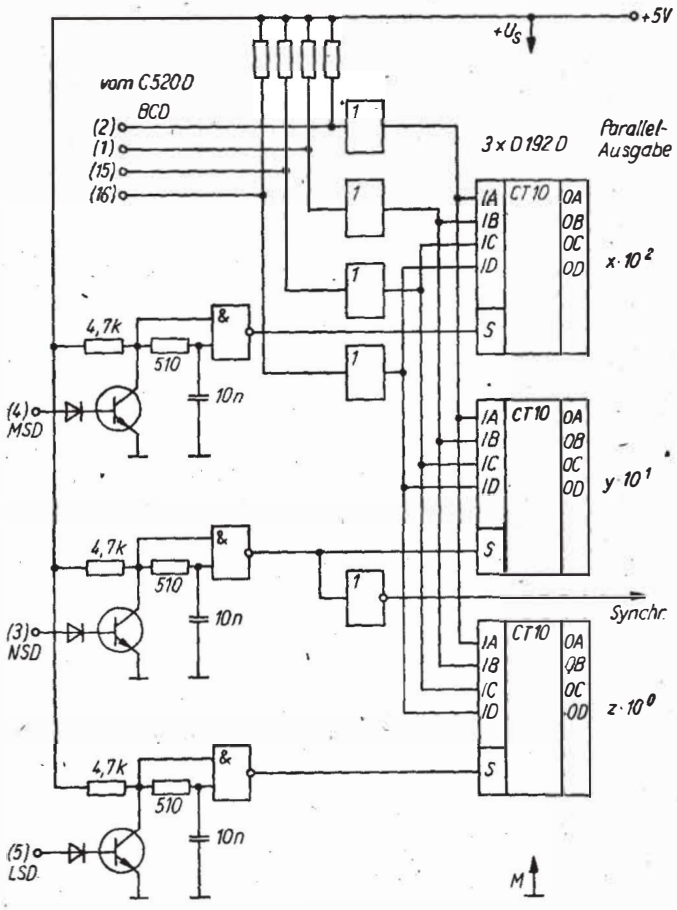


Bild 5.9 Zwischenspeichern von Meßwerten des *C 520 D* für meßwertverarbeitende Systeme (Herstellerempfehlung)

Störnadeln. Ohne diese Maßnahme könnte der Ladeeingang eine „Sollflanke" nicht von einer Störnadel unterscheiden und würde auch dann das Speichern freigeben, wenn es sich gar nicht um das BCD-Wort des eigenen Digit handelt.

Die Verzögerung der HL-Flanke um einige Mikrosekunden löst

das Problem und blendet die schmalen Störnadeln der Struktur H-L-H (vgl. Bild 4.11) aus.
Das in der Multiplexfolge als letztes für einen Meßwert ausgegebene „mittlere" Digit (NSD, Anschluß 3) wird in der Schaltung nach Bild 5.8 außerdem dazu benutzt, für das folgende System einen Synchronimpuls zu erzeugen (Struktur L-H-L). Er erscheint, wenn das in der Reihenfolge letzte Digit aktiviert wird, denn zu diesem Zeitpunkt steht ja an den Ausgängen aller 3 Schaltkreise der gerade gemessene Wert als vollständiges, parallel verfügbares BCD-Wort. Beim Anwenden dieser Synchronschaltung sollte geprüft werden, ob die Gatterverzögerung ausreicht, um die Signalverzögerung vom Laden bis zum neuen Zählerstand zu kompensieren. Gegebenenfalls empfiehlt sich ebenfalls noch eine Zusatzverzögerung, für die dann allerdings 100 ns völlig ausreichen dürften.

5.3. Eingangsseite

Informationen zur Eingangssteuerung des *C 520 D* lagen bis zum Manuskriptzeitpunkt so gut wie nicht vor. Sie sollen daher im folgenden zunächst aus den Datenangaben entwickelt werden. Einige Überlegungen dazu wurden in den einleitenden Abschnitten bereits dargelegt.
Zusammenfassend ist festzustellen:

- Der *C 520 D* hat „unechte" Differenzeingänge, die im Gleichtaktbetrieb nur auf ±200 mV, allenfalls auf ±280 mV angehoben werden dürfen.
- Der L-Eingang ist daher niederohmig möglichst direkt an Masse zu legen.
- Aus Unterlagen zu internationalen Vergleichstypen geht hervor, daß dafür und für die Ableitung des Eingangs-Biasstroms beider Eingänge 100 kΩ nicht überschritten werden sollen.
- Für den *C 520 D* werden auf Grund von I_{IH}-Werten zwischen 100 und 200 nA Quellwiderstände von möglichst nicht mehr als 10 kΩ empfohlen.
- Ein Eingangsstrom fließt jedoch nur während der Meßzeit, die in der Größenordnung von 1 ms liegt.
- Zwischen den einzelnen Messungen, die der Schaltkreis intern gesteuert vornimmt, liegen in der langsamen Betriebsart (2 bis 7 Messungen je Sekunde) wenigstens jeweils 140 ms.

- Der Eingangsstrom steigt, wenn der Wert des Nullpunktabgleichpotentiometers unnötig niedrig gewählt wird. Der Hersteller empfiehlt 50 kΩ, höchstens jedoch (aus Genauigkeitsgründen) 100 kΩ Gesamtwiderstand zwischen den Anschlüssen 8 und 9.
- Die Spannung am H-Eingang (Anschluß 11) darf bei an Masse gelegtem L-Eingang (Anschluß 10) maximal ± 15 V betragen.
- Der Eingangs-Biasstrom I_{IH} kann gemessen werden, indem man den Eingang mit 1 MΩ abschließt. Die vom Schaltkreis angezeigte Spannung in Millivolt entspricht dann dem I_{IH} in Nanoampere.

Daher empfiehlt sich bei möglicher Gefährdung die übliche Eingangsschutzschaltung, mit 2 Dioden in Sperrichtung nach Plus und Masse mit Vorwiderstand. Sie müssen im Sperrstrom so ausgesucht werden, daß sie die Anzeige nicht verändern. Eine Lösung wird in Abschnitt 7. beschrieben.

Betrachtet man Bild 5.10, so läßt sich dies folgern: Wird Schalter S geschlossen, so fließt I_{IH} über R_E und läßt die Fehlerspannung U_{EF} entstehen. Wie bereits ausgesagt, sind das bei $R_E = 1$ MΩ und $I_{IH} = 100$ nA immerhin bereits 100 mV – ein für Meßzwecke völlig indiskutabler Fehler. Man erreicht 1 mV und damit 1 Digit Unsicherheit, wenn R_E um 2 Zehnerpotenzen verringert wird. Das sind also 10 kΩ. Ein so realisierter Spannungsmesser ist bezüglich der Stromdämmung „guter Durchschnitt", verglichen mit Zeigerinstrumenten, denn diese 10 kΩ sind bei einer Anzeige-Höchstspannung von 999 mV gegeben. Der einfacheren Schreibweise wegen soll im allgemeinen dann vom Meßbereich 1 V gesprochen werden. Je größer R_E also gegenüber 10 kΩ gewählt wird, um so stärker ist das Meßergebnis von den Daten der zu messenden Quelle abhängig; denn niedriger R_i heißt dann weniger Einfluß des den Fehler verursachenden I_{IH}. Kleiner R_E verringert aber bei hochohmigen Quellen die Meßspannung stärker.

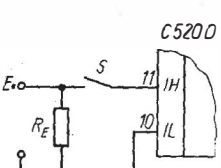


Bild 5.10
Zur Entstehung der eingangsstromabhängigen Fehlspannung bei hochohmigem Abschluß des Eingangs

Ein höherer Eingangswiderstand bei gleichzeitigem Verringern des Einflusses von I_{IH} wäre also wünschenswert, scheint aber zunächst auf Grund der sich widersprechenden Auswirkungen nicht möglich. Jetzt ist es angebracht, sich der Aussage zur Meßzeit zu errinnern. Wenn nur für weniger als 1 % einer Zeitspanne von mindestens 140 ms dieser Strom fließt und wenn es für die zu messenden (Gleichspannungs-)Quellen keine Rolle spielt, was dazwischen geschieht, so bietet sich ein Zwischenspeicher an. Er muß folgende Eigenschaften haben:

- Aufladen auf die zu messende Spannung in Bruchteilen einer Sekunde
- sehr geringe Beeinflussung des zu messenden Objekts
- Quasi-Kurzschluß (also ausreichende Kapazität) für den nur etwa 1 ms lang fließenden I_{IH}, so daß sich keine Fehlspannung über 1 mV aufbaut (bzw. daß man sie bei konstant bleibenden Verhältnissen im Nullabgleich berücksichtigen kann)
- möglichst vollständiger Abbau dieser Fehlspannung bis zur nächsten Abfrage (sofern nicht bis dahin am „Speicher" eine messende Spannung steht).

Verblüffenderweise werden auf Grund der Auslegung des *C 520 D* bezüglich Meß- und Pausenzeit alle diese Forderungen bereits mit einem einfachen *RC*-Glied gemäß Bild 5.11 recht gut erfüllt. Bleibt man dabei zunächst bei dem bereits genannten Grenzwert von 100 kΩ für $R_S + R_E$ (immerhin eine Größenordnung über dem vorher genannten R_E von 10 kΩ), so ergibt sich als 1. Dimensionierungsmöglichkeit in Verbindung mit dem untersten Wert eines Spannungsteilers für Multiplexbetrieb $R_S = R_E \approx 50$ kΩ. Geht man

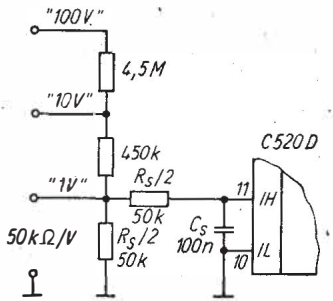


Bild 5.11
Das *RC*-Glied aus R_S und C_S verringert die Anzeigewirksamkeit des Eingangsstroms auch bei größeren R-Werten

davon aus, daß der Speicherkondensator innerhalb der Meßzeit von 1 ms zeitlinear geladen wird, so entsteht an ihm die Spannung $U = \frac{I_{IH} \cdot t}{C}$. Soll sie höchstens 1 mV erreichen, bedeutet das $C = \frac{I_{IH} \cdot t}{U}$ und mit den gegebenen Werten 100 nA, 1 ms und 1mV eine Kapazität von $(100 \cdot 10^{-9}\,A \cdot 1 \cdot 10^{-3}\,s) / 1 \cdot 10^{-3}\,V = 100$ nF. (Auf Grund des Meßprinzips – Integration der innerhalb der Meßzeit anliegenden Spannung – ist tatsächlich die angezeigte Spannung noch geringer, nämlich halb so groß – eine willkommene Reserve für andere Dimensionierungen!)

Über 100 kΩ aber ist diese Kapazität nach 140 ms völlig entladen, denn $\tau = 1 \cdot 10^5\,\Omega \cdot 1 \cdot 10^{-7}\,F = 10^{-2}\,s = 10\,ms$, d. h. $t = 14\,\tau$! Damit stellt Bild 5.11 bereits ein mit 20 µA Strombedarf für Maximalanzeige, d. h. 50 kΩ/V übliche Betriebsmeßgeräte im Eingangswiderstand schon wesentlich übertreffendes einfaches digitales „Multizet" dar, zumal das Anfügen von Strommeßbereichen unproblematisch ist. Dennoch befriedigt es nicht völlig. „Professionelle" würden angesichts der in den Herstellerunterlagen gemachten Einschränkungen nun sofort auf einen mit einem modernen BIFET-Operationsverstärker beliebig hochohmigen (und auch in der Empfindlichkeit besseren) Vorsatz übergehen. Was dabei stört, ist – vor allem beim wünschenswerten Mobilbetrieb – die erforderliche 2. Betriebsspannung. Der Amateur wird daher diesen Schritt erst später gehen. Zunächst wäre also „auszuloten", wie weit man beim individuellen Zweck auch ohne dies noch gehen kann.

Dabei zeigt sich der Wert der schon angedeuteten „Reserve" gegenüber der einfachen Überschlagrechnung zur Fehlerspannung am Speicher hinsichtlich des tatsächlich geringeren angezeigten Meßwerts und vor allem der mögliche Nullpunktabgleich auf den konstanten Fehler. Zunächst kommt es darauf an, daß der Eingangsstrom des *U/I*-Wandlers während der Meßzeit überhaupt fließen kann. Das stellt die Speicherkapazität auf jeden Fall sicher. Fühlt man sich auf diese Weise nicht mehr an die 100-kΩ-Grenze gebunden, so kann die nächste Grenze bis dorthin verschoben werden, wo tatsächlich eine Fehlerspannung von mehr als 1 Digit bleibt, also beim Umschalten der Entladebedingungen auf Grund des Meßspannungsteilers. Dabei müssen mit zunehmender Größe der beteiligten Widerstände natürlich die Zeitkonstanten neu

überdacht werden. Als nächste noch akzeptable Kombination erwiesen sich an einem Schaltkreisexemplar mit 96 mA Eingangsstrom bei Zimmertemperatur ein R_E und ein R_S von je 1 MΩ, verbunden mit 10 nF für C_S (Bild 5.12, „Multizet" mit dem ausgezeichneten Wert von 1 MΩ/V, d. h. 1 μA Eigenstrombedarf bei Maximalanzeige). Nach Abgleich wurde die Nullanzeige sowohl bei offenem wie bei kurzgeschlossenem 1-V-Meßeingang erreicht, also bei 50% Änderung des „Ableitwiderstands", der ja nur einen Bruchteil von I_{IH}, dafür aber ständig, abzuleiten hat.

Da kein Datenmaterial vorhanden war, konnte bei diesen „Grenzüberschreitungen" der Einfluß der Umgebungstemperatur nicht erfaßt werden. Er zeigte sich real erst, verbunden mit einer Nullpunktabweichung zwischen 10-V-Bereich und 1-V-Bereich von 2 Digit (also 2 mV, wenn es dem 1-V-Bereich, und 20 mV, wenn es dem 10-V-Bereich „zugeschlagen" wird), bei der in Bild 5.13 wiedergegebenen Schaltung. Sie entspricht der für Vielfachmesser mit großen Spannungsbereichen üblichen Schaltungsart mit konstan-

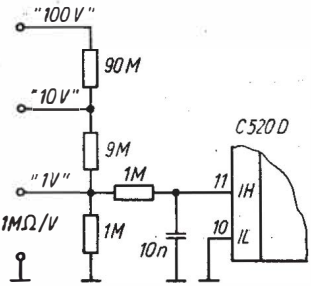


Bild 5.12
Mit diesem Eingangsteiler realisiert man eine Stromdämmung von 1 MΩ/V am *C 520 D*. Für die höheren Bereiche werden die Widerstände allerdings schon ungünstig

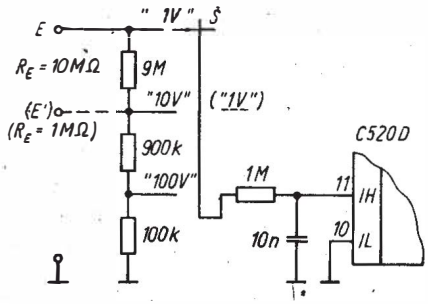


Bild 5.13
Konstanter Eingangswiderstand von 10 MΩ erleichtert die Widerstandswahl, bringt aber bereichsabhängige Wirkung auf die Fehlspannungsanzeige (Alternative für 1-V-Bereich gestrichelt, dort R_E = 1 MΩ)

tem Eingangswiderstand von 10 MΩ, unabhängig vom Bereich. (Bei $U_{Ein} \geq 100$ V ist ja das Bereitstellen stabiler Meßwiderstände sonst schon recht problematisch.)

Während zwischen den Schalterstellungen 100 V und 10 V das Verhalten der Anzeige dem der niederohmigen Varianten entsprach, ergab sich (endlich) infolge des Sprunges von 1 auf 10 MΩ zwischen 10 und 1 V die längst erwartete merkliche Abweichung. 10 MΩ + 1 MΩ als gesamter Entladewiderstand würde wegen $\tau \approx t_{Pause}$ zu kleinerem C zwingen. Dieses wiederum ergibt eine höhere angezeigte Fehlerspannung. Als akzeptabler Kompromiß für solche ja nicht uninteressanten Einsatzfälle (vgl. Abschnitt 6.) bot es sich an, bei Messungen im 1-V-Bereich z. B. mit der gestrichelt angedeuteten Buchse E' als Eingang zu arbeiten, den Schalter nur zwischen 100 und 900 kΩ (+100 kΩ) umzuschalten und damit für 1 V eben „nur" 1 MΩ Eingangswiderstand zu akzeptieren. So läßt sich beispielsweise ein zu hoher Ableitwiderstand eingrenzen. In einem realisierten Muster genügte es, bei 1-V-Messungen extern zu E gegen Masse einen Widerstand von 3,3 bis 4,7 MΩ parallel zu schalten. Damit bleibt der gesamte Eingangswiderstand für 1 V immer noch bei etwa 2,5 bis 3 MΩ (also 0,3 μA „Eigenbedarf" bei Maximalanzeige). Das genannte Muster hatte dann, wie schon angedeutet, nur noch eine Gesamtabweichung von ±1 Digit zwischen 1-V- und 10-V-Meßbereich. Sie verschob sich nochmals um 1 Digit ins Positive, wenn das Gerät in der Brusttasche auf körpertemperaturnahe Werte gegenüber 20 °C Zimmertemperatur erwärmt worden war. Das heißt: Bei Nullabgleich auf 000 im 10-V-Bereich (dort ist das letzte Digit ja schon 10 mV „wert"!) Anzeige von 001 bis 002 im 1-V-Bereich, jedoch 001 bei Körpertemperatur im 10-V-Bereich und 003 im 1-V-Bereich. Bei all diesen Tests müssen Störspannungen von den Eingängen ferngehalten werden – je höhere Eingangswiderstände, um so mehr „fängt" das Gerät, selbst bei Batteriebetrieb! Ein Schirmgehäuse ist daher unumgänglich. Meist genügt dafür kupferkaschiertes Leiterplattenmaterial.

Zur Präzisierung sei folgendes nachgetragen: Da sich der Kondensator nicht vollständig entlädt, wird in den Meßpausen eine Fehlerspannung aufgebaut. Sie erreicht schon nach wenigen Meßzyklen einen Grenzwert, der bei „mittleren" Schaltkreisexemplaren (100 nA Eingangsstrom, 1 ms Meßzeit, um 200 ms Pause) bei $C \approx 10$ nF etwa 5 mV Anzeige ergibt. Diese 5 mV werden durch den Nullpunktabgleich (Stellung 10 V, also insgesamt 2 MΩ Ent-

ladewiderstand) kompensiert. Bei Umschalten auf den direkten Bereich und mit der angedeuteten Maßnahme (3,3 bis 4,7 MΩ parallel zu 10 MΩ) erhöht sich der Entladewiderstand von 2 auf etwa 4 MΩ. Die sich dadurch ergebende Fehleranzeige liegt um etwa 1 mV, was akzeptabel ist. Niederohmige Quellen reduzieren ihn noch. (Meßklemmenkurzschluß liefert wieder 000 Anzeige.) Schließt man nach diesem Abgleich direkt 11 mit 10 kurz, so zeigt das Display die mit dem Nullpunktabgleich unterdrückte Fehlerspannung an, im Beispiel −5 mV. Diese Detailbeschreibung entspricht bereits den Verhältnissen, wie sie sich am in Abschnitt 7. vorgestellten Objekt ergaben.

Bisher war stets Eingang IL direkt mit Masse verbunden worden. Geht man nun von der nicht ganz zutreffenden Analogie zu den Differenzeingängen eines Operationsverstärkers aus, so erscheint es günstig, auch IL gegen thermisch bedingte Abweichungen der Fehlspannung (I_1 steigt mit ϑ) mit einem Widerstand in der Größenordnung von R_S zu versehen und ihm eine „Senke" in Form eines 2. C_S parallelzuschalten. Bei dem in Abschnitt 7. beschriebenen „Minimeter" wurde das erfolgreich realisiert.

5.4. Meßwandler

Mit dem *C 520 D* steht ein Analog/Digital-Wandler zur Verfügung, der Eingangsspannungen zwischen 1 und 999 mV direkt als Ziffernanzeige ausgibt. Die untere Anzeigegrenze hat wegen der systembedingten Unsicherheit selbstverständlich nur informativen Wert. Für auswertbare Informationen sollte man – je nach erforderlicher Genauigkeit der Aussage – einen wenigstens um eine Größenordnung höher liegenden unteren Grenzwert anstreben. Das würde bei einer Zimmertemperaturanzeige z. B. bedeuten, daß für eine kelvingenaue Aussage der Temperatur/Spannungs-−Wandler 10 mV/K liefert.

Für die Anzeige solcher nichtelektrischen Größen und im erweiterten Sinne überhaupt für die Anzeige von Meßwerten, die nicht als Spannungswert vorliegen, sind geeignete Meßwandler erforderlich. Ein für den *C 520 D* günstiger Meßwandler sollte folgenden Forderungen genügen bzw. mit tragbarem Aufwand (z. B. stabile Vorverstärkung, Polaritätsumkehr o. a.) nachkommen können:

- Bereitstellen von meßgrößenproportionalen Spannungswerten im Bereich von −99 bis +999 mV
- Innenwiderstand des Wandlers ≤10 kΩ für Einsatzfälle ohne Maßnahmen für erhöhten Eingangswiderstand, sonst bis 1 MΩ
- in jedem Falle Sicherstellen eines Gleichstrompfads für I_{IH}
- nach Möglichkeit Versorgen des Wandlers aus der Stromversorgung des A/D-Wandlers
- bei größerem Leistungsbedarf Kurzzeit-Abfragebetrieb
- unempfindlich gegen Störfelder bzw. leicht ergänzbar durch Filter, z. B. gegen Netzbrumm
- kleine Meßwertfälschungen durch die Zuleitung
- soweit oft genutzt, möglichst mit dem A/D-Wandler ohne große Probleme konstruktiv zu einer Einheit zusammenfassen

Angesichts des geringen Volumenbedarfs des A/D-Wandlers und der Anzeige sowie des begrenzten ökonomischen Aufwands gewinnen in diesem Sinne Einzweckgeräte auch beim Amateur zunehmende Bedeutung. Der einfachste Meßwandler für den *C 520 D* ist der ohmsche Widerstand. Er wandelt einen durch ihn fließenden Strom in eine ihm proportionale Spannung mit R als Proportionalitätskonstante um: $U = RI$. Hält man I konstant und benutzt für R ein durch andere physikalische Größen beeinflußbares Bauelement, so ergibt sich die neue Funktion $U = R(x) \cdot I$ oder auch $U = R\,(1 \pm kx)$ $I = k1 \pm k2 \cdot x$. Das bedeutet, der auf einen bestimmten Ausgangswert der beeinflussenden Wirkung bezogene Widerstand ändert sich mit dem Faktor $k \cdot x$, wenn sich die Wirkung um x Maßeinheiten ändert. Ein konkretes Beispiel ist der temperaturabhängige Widerstand von Kupfer:
$R = R_{20}\,(1 + \alpha t)$ bedeutet, daß sich R_{20} bei Temperaturänderung um den Wert t in der gleichen Richtung wie t um den Betrag $\alpha t R_{20}$ ändert. Mit $\alpha \approx 0{,}0038/K$ werden 10 Ω bei 0 °C zu 10,76 Ω bei 20 °C (d. h. $R_{20} = 10{,}76\ \Omega$) und bei 100 °C zu 13,8 Ω.
Schickt man durch diesen Fühler einen Strom von 27,3 mA, so entstehen an ihm bei 0 °C 273 mV, bei 20 °C 293,75 mV und bei 100 °C 376,74 mV. Um genau „kelvinlinear" zu werden (373 mV bei 100 °C), müßte diese Steigung durch einen temperaturunabhängigen Shunt von 369 Ω bei einem neuen Grundwert R_0 von etwa 10,28 Ω verringert werden. Im *C 520 D* besteht jedoch die Möglichkeit, durch gegenläufiges Verringern der Verstärkung diese „überschüssige" Steigung zu kompensieren. Daher ist diese Maßnahme nur für getrennte und auch zum Anschluß an beliebige andere Di-

gitalvoltmeter ausgelegte Temperaturfühler nötig. Meist besteht jedoch das Ziel einer Temperaturmessung nicht darin, die absolute Temperatur anzuzeigen. Das kann vielleicht in physikalischen Labors interessant sein, beim Amateur aber weniger. Man ist dann also nicht mehr an die Relation $R_0 \cdot I_{konst} = 273$ mV gebunden.
Daher sei die angestellte Betrachtung modifiziert: Ein Widerstand von 1 Ω aus Kupferdraht ändert seinen Wert um 0,0038 Ω, wenn sich seine Temperatur um 1 K ändert. Soll sich mit einem solchen Fühler je Kelvin die Anzeige um 1 mV ändern, so braucht man bei einem Fühlergrundwert von z. B. 10 Ω bei 0 °C einen Meßstrom von 10^{-3}/0,038 A oder 26,316 mA. Bei 0 °C entstehen an 10 Ω dann 263,16 mV. Dieser Meßwert ist durch eine „Gegenspannung" auf 0 zu kompensieren. Übrig bleibt dann die Ausgabe der Temperatur in Grad Celsius mit 0 °C als echtem Bezugspunkt. Dieser Aufgabe kommt der *C 520 D* „gerade noch" entgegen, wie weiter vorn in bezug auf die maximal erlaubte Gleichtaktspannung erläutert wurde. Durch Anheben des L-Eingangs um genau 263,16 mV erhält man die angestrebte Anzeige, denn jetzt werden von jedem am Eingang H liegenden Meßwert 263,16 abgezogen. So entsteht gemäß Bild 5.14 ein mit Amateurmitteln relativ leicht zu realisierendes Thermometer für die Anzeige von (theoretisch) −99 bis +999 °C. Allerdings liegt es bezüglich der erreichbaren Genauigkeit an der untersten Grenze (letztes Digit entspricht 1 K, besser wäre 0,1 K!).
Diese einfache Lösung hat außerdem den Nachteil, daß der Konstantstrom von etwa 26,3 mA im Fühlerwiderstand (bei 100 °C sogar in 13,8 Ω) immerhin etwa 7 mW (bei 100 °C rund 10 mW) Wär-

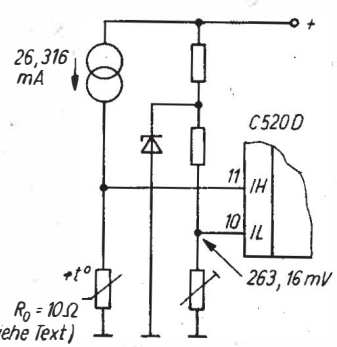


Bild 5.14
Temperatur/Spannungs-Wandler mit Kupferdrahtfühler und Konstantstromquelle mit Anzeige in °C

meleistung entstehen läßt, und das bedeutet eine das Meßergebnis fälschende Eigenerwärmung des Fühlers.

Um ein Vielfaches höher sind sowohl Verlustleistung (etwa 120 mW schon bei 5 V) als auch Anforderungen an die Schaltung bei der im Prinzipschaltbild harmlos aussehenden Stromquelle. Allerdings dürfte sie sich mit einem der neuen integrierten Spannungsregler vom Typ *B 3170 H* wieder recht elegant realisieren lassen.

Das zweite ungünstige Detail des Fühlers besteht in der erforderlichen Konstanz der Referenzspannung. Wenn nur die Betriebsspannung des *C 520 D* für den Fühler verfügbar ist, reicht eine 5,1-V-Z-Diode schon nicht mehr aus. Einen Ausweg bei nicht zu hohen Schwankungen der Umgebungstemperatur (und das schränkt wiederum den Einsatz als Thermometer für den eigenen Standort ein) bietet eine Leuchtdiode als Referenzelement. Als geradezu ideal dagegen erweist sich die neue Band-gap-Quelle *B 589 N* mit einer Spannung von 1,23 V, die von der Temperatur und in einem großen Bereich auch vom Speisestrom weitgehend unabhängig ist. Von ihr wird daher bei den Beispielen dieser Broschüre Gebrauch gemacht, zumindest, wenn die Schaltung eine Referenzspannung benötigt.

Der letzte Nachteil des bisher diskutierten Cu-Meßwandlers besteht beim Einsatz nach Bild 5.14 im nicht gerade kleinen Strombedarf. Bei 5 V Betriebsspannung ist das bereits etwa das 3fache von dem, was der *C 520 D* für sich allein beansprucht. Zwar spielt das bei der für die meisten Thermometereinsatzfälle vorliegenden Speisung aus einem Netzteil keine allzu große Rolle, es bleibt aber die Eigenerwärmung des Meßfühlers, so daß höhere Temperaturen vorgetäuscht werden. Beide Nachteile entfallen bzw. werden in ihrer Wirkung stark reduziert, wenn man getaktet mißt. Überall, wo sich die Meßwerte nur langsam ändern, kann im „Sampling"-Betrieb gearbeitet werden, vergleichbar mit dem Betrieb des Eingangsteils im *C 520 D*. Das heißt: Im einfachsten Fall wird der Meßstrom (bzw. das gesamte Thermometer) nur kurzzeitig eingeschaltet, möglichst so kurz, daß – je nach thermischem Übergangswiderstand des Fühlers zum Meßort – die Widerstandszunahme durch Eigenerwärmung noch keinen Einfluß hat. Die Meßzeit hat die unterste Mindestgrenze von 5 ms; denn das ist in etwa ein Multiplexzyklus des *C 520 D*. Und innerhalb dieses Zyklus führt der *C 520 D* eine Messung durch. Für eine trotz einfachen Fühlers ge-

naue periodische Temperaturmessung bietet es sich daher an, den A/D-Wandler-Meßbetrieb auf die Fühlerstrecke zu übertragen:

- Auslösen eines Meßstromimpulses von etwa 5 ms Breite im Stromgenerator durch das erste Digit
- Umschalten auf hold-Betrieb am Ende des letzten Digit (NSD beim *C 520 D*)
- digitsynchronisiertes neues Auslösen eines Meßstromimpulses nach z. B. 1 s Ruhepause bei gleichzeitigem Umschalten auf Meßwertübernahme durch den Zähler sowie anschließendes Wiederumschalten auf hold-Betrieb

Dies sei nur als Anregung gewertet. Es gibt sicherlich Variationen zu diesem Thema, die sich auf wenige periphere Bauelemente zurückführen lassen.

Auf ein vielleicht weit wesentlicheres Problem beim Einsatz dieses niederohmigen Meßfühlers muß noch hingewiesen werden: Fernmessungen mit nur 10 Ω Fühlerwiderstand werden bereits ungenau, wenn der Widerstand der Zuleitung 100 mΩ übersteigt. Beliebig dünne Leitungen sind dagegen (prinzipiell!) möglich, wenn nach *Thomsons* Vierdrahtmethode verfahren wird (Bild 5.15): Meßstromzuleitungen und Meßspannungsableitungen treffen sich erst am Fühler. Die Meßstromleitungen dürfen allerdings nur so viel Spannungsabfall erzeugen, daß die Funktion des Stromgenerators dadurch noch nicht in Frage gestellt ist! Eine weitere, auf Grund der Eingangsstruktur des *C 520 D* nötige Einschränkung dieses Verfahrens besteht darin, daß der Meßstromkreis im Gerät nicht mit dem Speisestromkreis des *C 520 D* identisch sein darf, weil sonst keine getrennte Masseleitung realisiert werden kann. Schließlich muß, wie bei allen „Langdraht"-Einsatzfällen, auf die Probleme von Gleichtakt-Störspannungen auf der Leitung hingewiesen werden.

Ein 10-Ω-Kupferfühler läßt sich übrigens relativ einfach realisieren. Man braucht dazu etwa 4 m Kupferlackdraht von 0,09 mm

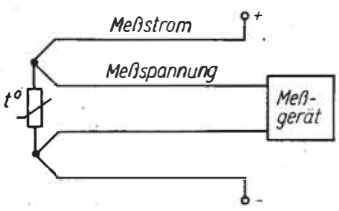


Bild 5.15
Thomson-Methode zur Beseitigung des Leitungswiderstandseinflusses

Durchmesser, wie er auf der Primärseite von Klingeltransformatoren benutzt wird. Dieser Draht wird mehrmals in der Mitte zusammengelegt, so daß ein dünnes „Seil" von etwa 50 cm Gesamtlänge entsteht. Die bereits verzinnten Enden der vorgesehenen Zuleitungen werden direkt mit den Drahtenden des Fühlers zusammengelötet. Vorher wickelt man das „Seil" um die Zuleitungsenden, deren blanke Teile sich nicht berühren dürfen. Ein etwa erbsengroßes Stück *Suralin*-Knetmasse wird dünn ausgeformt und um den Meßkopf gelegt. Anschließend härtet man die Oberfläche z. B. durch Heißluft (Vorsicht bezüglich der Zuleitungsisolation!). Eine andere Möglichkeit besteht darin, den Fühler dünn in *Cenusil* einzubetten.

Eine Größenordnung mehr Widerstand stellen Kaltleiter-Meßfühler bereit. Das bedeutet, daß der Meßstrom eine Größenordnung niedriger sein darf, damit die gleichen Ergebnisse in der Schaltung nach Bild 5.14 erzielt werden.

Bisher gab das letzte Digit noch die Temperatur in Kelvinsprüngen aus. Besser ist eine Größenordnung mehr Empfindlichkeit. Für kleine Temperaturbereiche oder auch bei größerem Aufwand an Linearisierungsmaßnahmen bieten sich Heißleiter-Meßwiderstände an.

In [5] wird in einer mit 2 Operationsverstärkern bestückten Schaltung der Einsatz eines pn-Übergangs (Basis-Emitter-Diode eines Silizium-Planartransistors) als Temperaturfühler beschrieben. Der Aufwand ist relativ groß, man benötigt hohe Betriebsspannungen, und die Temperaturkoeffizienten der Referenzbauelemente bringen Probleme. Ein Operationsverstärker wird in Verbindung mit einer 5,1-V-Z-Diode als 10-V-Spannungsreferenzquelle benutzt. Diese Spannung wird auf etwa 0,5 V geteilt und dem nichtinvertierenden Eingang des anderen Operationsverstärkers zugeführt. Eine mit Transistor und Z-Diode realisierte Stromquelle speist den Fühler mit 100 μA. Mit -2 mV/K reagiert der Fühler auf Temperatur. Er liegt am invertierenden Eingang des 2. Operationsverstärkers. Seine Grundspannung bei 0 °C wird durch die 0,5-V-Referenz am nichtinvertierenden Eingang in etwa kompensiert. Den genauen Nullpunkt kann man wieder am *C 520 D* abgleichen. Mit $V \approx 5$ und Inversion macht der 2. Operationsverstärker aus -2 mV/K $+10$ mV/K. Auch die genaue $U(\vartheta)$-Kennlinie wird wieder am *C 520 D* eingestellt. Da die Linearität des eingesetzten Fühlers nur in kleinen Bereichen, z. B. bei der Messung der Körper-

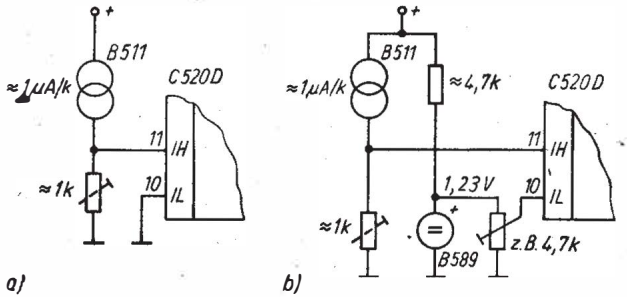


Bild 5.16 Der *B 511 N* löst die meisten Temperaturmeßprobleme; a – einfachste Schaltung für Anzeige in K, Auflösung 1 K; b – Anzeige der Temperatur in °C mit Referenzspannung aus *B 589 N*. Beide Schaltungen haben noch exemplarbedingte Toleranzen. Zu ihrer Verringerung siehe Abschnitt 8.4.!

temperatur, ausreicht, wurde für größere Meßhübe die „grobere" Stufung von 1 K je Digit durch einen auf 1 : 10 teilenden Ausgang vorgesehen.

Alle Temperaturmeßprobleme schrumpfen zunächst im Aufwand auf ein einziges Bauelement und einen Widerstand, wenn man sich der neuen temperaturabhängigen Stromquelle *B 511 N* bedient. Bild 5.16a zeigt die einfachste, wieder 1 K auflösende Temperaturmeßschaltung mit einem *B 511 N*. Dieses Bauelement liefert bei Anschluß an etwa 5 V Betriebsspannung einen in weiten Grenzen von dieser Spannung unabhängigen Strom. Nennwerte: 273 μA bei 0 °C mit 1 μA/K Temperaturabhängigkeit. Die Ausgabe von Temperaturen in Kelvin (der Strom wird über einen Widerstand von 1 kΩ in 273 mV bei 0 °C gewandelt) läßt sich wieder mit einer Bandgap-Quelle *B 589 N* auf die Anzeige in Grad Celsius umwandeln (Bild 5.16b). Über einen Operationsverstärker mit $V \approx 10$ (genauer Abgleich – wenn nicht schon am Operationsverstärker – am *C 520 D*) gelangt man zur 0,1-K-Stufung. Durch entsprechendes Einstellen der Referenz und $V = 100$ lassen sich in Spezialfällen sogar „Fenster" von 9,99 K „Breite", von 0 aus gerechnet, abfragen. Dies ist für Tendenzen bisweilen sicherlich interessant, wenn auch die Linearität der gesamten Anordnung dann vielleicht schon zum Problem werden kann.

Die Daten dieses interessanten Bauelements und auch die des *B 589 N* sind in den Tabellen 5.2. bis 5.4. zusammengefaßt.

Tabelle 5.2.
Daten der temperaturabhängigen Stromquelle *B 511 N*

	Einheit	Min.	Max.
Betriebsspannung	V	4	18
Betriebstemperatur	°C	–25	125
Nennstrom bei +25° C	μA	298,2	
TK des Nennstroms bei +25° C	μA/K	1	
Erreichbare Genauigkeit bei Zweipunktabgleich (Grundtyp, Bereich 25 bis 75° C)	K	1,6	

Tabelle 5.3. Kennwerte der Ausmeßtypen zum *B 511 N*

B511 N	1	2	3	4	m	
ΔI_ϑ	–29,5 bis –60,5	–3,0 bis –30,5	2,0 bis 30,5	29,5 bis 60,5	–3,0 bis 3,0	μA
$\frac{\Delta I_\vartheta}{\Delta \vartheta a}$	0,7971 bis 0,9011	0,8977 bis 0,9933	1,0067 bis 1,1023	1,0989 bis 1,2029	0,9899 bis 1,0101	$\frac{\mu A}{K}$

$\Delta I_\vartheta = I_O - I_{\vartheta ref}$
(I_O Temperaturstrom, $I_{\vartheta ref} = 298.2\,\mu A$ bei 25° C)

Tabelle 5.4.
Daten der Referenzspannungsquelle *B 589 N*

	Einheit	Min.	Max.
Betriebtemperatur	°C	0	70
Ausgangsspannung	V	1,2	1,25
Betriebsstrom	mA	0,05	5
U-Änderung im I-Bereich	mV	0	5
Dynamische Ausgangsimpedanz	Ω		0,6
TK der Ausgangsspannung (Grundtyp)	1/K		$100 \cdot 10^{-6}$

Soeben wurde bewußt vom „Nennwert" gesprochen. Die Streubreite der tatsächlichen Werte des *B 511 N* ist leider recht groß. Der Hersteller hat daher Gruppen gebildet, um den Einsatz zu erleichtern. Die Bauelemente werden in 5 Ausmeßklassen angeboten. Aus den ±20% Ausgangsstromtoleranzen werden so in den Klassen 1 bis 4 jeweils ±5%. Die Klasse m bietet sogar ±1%.

Neben diesen absoluten Abweichungen weist der *B 511 N* jedoch Nichtlinearitäten der ideal gradlinigen Kennlinie auf. Die Einsatzschaltung muß daher, sollen über akzeptable Meßbereiche hinweg genügend genaue Ergebnisse erzielt werden, Abgleichmöglichkeiten enthalten. Es handelt sich dabei mindestens um einen Einpunktabgleich im wichtigsten Teilbereich, im allgemeinen realisiert am Meßwiderstand (Nennwert 1 kΩ). Dort wird der Meßstrom in eine temperaturproportionale Spannung (mV/K) gewandelt. Das ist ein Steilheitsabgleich für diesen Meßpunkt, denn alle anderen Meßwerte des Stromes werden mit ebendiesem Widerstand multipliziert. (Das Beispiel gilt für Anzeige der absoluten Temperatur.) Beim Zweipunktabgleich wird zunächst meist bei einer niedrigen Temperatur die Referenzspannung für die Wandlung von Kelvin in Grad-Celsius variiert, also der Ausmeßklasse angepaßt. Das bedeutet für die Kennlinie Parallelverschieben. Beide Male werden für die gewählte Temperatur Soll- und Istwert zur Deckung gebracht. Die Steilheitskorrektur kann auch durch Variieren des Verstärkungsfaktors bewirkt werden.

Insgesamt hat also auch beim *B 511 N* die Genauigkeit wieder ihren Preis. Hinweis: Die ersten Exemplare des *B 511 N* wurden noch in einem Metallgehäuse gefertigt. Inzwischen liegt dieser Typ aber, ebenso wie der *B 589 N*, in einem Plastgehäuse vor.

Eine zweite Gruppe von Meßwandlern sind die lichtempfindlichen Bauelemente. Man hat zwischen aktiven und passiven zu unterscheiden; Halbleiterübergänge lassen sich sowohl passiv (eingeprägter Meßstrom) wie aktiv (Fotoelementwirkung) verwenden. Auch ihnen ist gemeinsam, daß der Wandlungsvorgang in einem Bauelement konzentriert ist.

Aus dem umfangreichen Spektrum lichtempfindlicher Bauelemente sind dem Amateur Fotowiderstände, Fotodioden, Fototransistoren, Selen-Fotoelemente zugänglich, jedoch derzeit noch kaum Silizium-Fotoelemente. Als Fotodioden im weiteren Sinne lassen sich mit gutem Erfolg auch Leuchtdioden einsetzen. Eine an einen mit *RC*-Glied auf z. B. 1 MΩ Eingangswiderstand gebrach-

ten *C 520 D* angeschlossene *VQA 13* liefert Fotoelementspannungen bis zu 1,3 V und die *VQA 23* knapp 1,5 V (bei entsprechend hoher Beleuchtungsstärke). Bei Fotoelementen rechnet man im allgemeinen mit einer logarithmischen Abhängigkeit der Leerlaufspannung von der Beleuchtungsstärke.

Bei Kurzschlußbetrieb ist der Strom aus dem Fotoelement der Beleuchtungsstärke direkt proportional. Das wiederum erlaubt ein lineares Erfassen von Meßwerten und damit in engeren Meßbereichen eine genauere Bewertung. Die Anwendungsmöglichkeiten reichen von der Lichtmessung am Arbeitsplatz bis zur Dichtebestimmung fotografischer Negative.

Wenn ein lichtempfindliches Bauelement mit einer periodischen Lichtimpulsfolge angesteuert wird, entsteht eine dieser proportionale Folge von Strom- bzw. Spannungsimpulsen. Um die Frequenz dieser Pulsfolge mit dem *C 520 D* anzeigen zu können, muß man diese bereits elektrische Größe in eine Gleichspannung wandeln. Das heißt: Dem „Licht/Spannungs-Wandler" muß ein Frequenz-Spannungs-Wandler folgen.

Eine ähnliche Aufgabenstellung liegt vor, wenn mit dem *C 520 D* Wechselspannungen oder Wechselströme gemessen werden sollen. Jetzt braucht man einen „A/C-D/C-Wandler", d. h. einen Wandler von Wechsel- in Gleichspannung bzw. -strom. Schließlich setzt auch das rationelle Messen von Widerständen, also die direkte Anzeige des R-Wertes auf dem Display hinter dem *C 520 D*, einen Wandler voraus, oft auch als „Ohmkonverter" bezeichnet. Im Grunde handelt es sich dabei (meist) um das gleiche Meßprinzip wie bei der Temperaturmessung, die als Spannungsmessung über einem temperaturabhängigen, mit Konstantstrom gespeisten Widerstand vorgenommen wird.

Alle diese letztgenannten Wandler bestehen aus einer Reihe elektronischer Bauelemente, sowohl passiver wie aktiver. Dimensionierte Schaltungen zu den einzelnen Aufgabenstellungen folgen in den entsprechenden Abschnitten. Diese Ausführungen sollten deutlich machen, wie vielseitig der *C 250 D* eingesetzt werden kann. Sie lassen aber auch erkennen, daß manche Meßaufgabe mit ihm nur lösbar ist, wenn man seine Möglichkeiten wirklich bis zur Grenze nutzt. Das betrifft vor allem die Frage des erzielbaren Eingangswiderstands, die bereits in Abschnitt 4. diskutiert worden ist.

6. Stromversorgung

Beim Bau vollständiger Meßgeräte mit dem *C 520 D* ist stets die Frage nach der günstigsten Stromversorgung zu klären. Dabei lautet die erste Grundsatzentscheidung: Netzbetrieb oder Batteriebetrieb?

6.1. Netzbetrieb

Ein Bauelement wie den *C 520 D,* dessen Eigenbedarf bei etwa 50 mW (10 mA bei 5 V) liegt und dessen Anzeigeteil oft noch ein Mehrfaches dieses Wertes benötigt, sollte man auf den ersten Blick möglichst aus einem Netzteil versorgen. Nun geht jedoch aus den Daten des Schaltkreises hervor, daß er in einer Modifikation des Dual-slope-Verfahrens betrieben wird, die keine Netzbrummunterdrückung enthält. Wenn also dem innerhalb 1 ms aufgenommenen und in der langsamen Betriebsart dann über etwa 150 ms ausgegebenen Meßwert zufällig gerade der positive oder negative Spitzenwert einer Netzstörspannung überlagert ist, wird diese Fälschung mit angezeigt. 10 mV Meßwert und 10 mV Brummspannungswert können 20 mV Anzeige verursachen oder 0 – je nach Polarität. Bei 2 bis 7 Messungen je Sekunde und damit asynchroner Verkopplung von Netz- und Meßtaktfrequenz ergibt das eine nicht mehr auswertbare Anzeige. Damit diese (im Beispiel) 10 mV Störspannung aber am Eingang des *C 520 D* auftreten können, muß eine Reihe in diesem Sinne ungünstiger Voraussetzungen erfüllt werden. Dazu gehören:

- magnetische Fremdfelder, z. B. von streuenden Netztransformatoren
- kapazitive Einstreuung, vor allem auf längeren Leitungen (CMR_{max} des *C 520 D:* 48 dB)
- galvanische Verkopplungen des Meßwerts mit Brummspannungen

Besonders die Gefahr kapazitiver Einstreuungen wächst mit dem Eingangswiderstand des Meßgeräts. Aus dieser Sicht sind gerade für Fernmessungen kleinere Eingangswiderstände sinnvoller. Sie

setzen niederohmige Aufnehmer voraus. Diese wiederum bedingen spezielle Maßnahmen gegen den Einfluß des Zuleitungswiderstands, wie bei der Temperaturmessung bereits erläutert worden ist.

Bei langsamen Meßwertänderungen helfen Filter, deren Zeitkonstanten groß gegen die Periode der Netzspannung, jedoch klein gegen Meßwertänderungen sind, um dem Meßwert überlagerte Brummspannungen zu verringern. Bei großen Eingangswiderständen des A/D-Wandlers sind das einfache Tiefpässe mit ohmschen Widerständen von weniger als 1% des Eingangswiderstands, um den Meßfehler klein zu halten. Sie lassen sich auf die gleiche Weise betrachten wie der Kurzzeitspeicher der hochohmigen Eingangsbeschaltung des *C 520 D*. Über die Zeit integriert, ist dann die Netzspannungsfälschung praktisch Null. Bei schneller reagierenden Systemen, also z. B. bei meßwertverarbeitenden Einsatzfällen, ist ein als Bandsperre beschalteter Operationsverstärker die bessere, wenn auch aufwendigere Alternative. Diese Maßnahme ist besonders dann gerechtfertigt, wenn mit dem zusätzlichen aktiven Bauelement noch weitere für die Meßaufgabe günstige Ergebnisse erreicht werden (z. B. Wandeln der Impedanz, Erhöhen der Empfindlichkeit, Summieren mehrerer Meßwerte u. ä.).

Ein Netzgerät als Speisequelle führt die Netzfrequenz zwangsläufig in die Nähe des Wandlereingangs, erleichtert aber gleichzeitig die genannten Gegenmaßnahmen, z. B. den eventuellen Einsatz eines aktiven Filters. Glücklicherweise gibt es viele Meßaufgaben, bei denen das Meßsignal genügend weit über dem Störpegel liegt, so daß man die genannten Probleme schon mit geringem Aufwand beseitigen kann.

Beim Gestalten einer Leiterplatte mit dem *C 520 D* für Netzspeisung müssen die Herstellerhinweise bezüglich der Leitungsführung sorgfältig beachtet werden. Sie beziehen sich nicht mehr nur auf die vom Multiplexteil auf den Analogeingang zu befürchtenden Störeinflüsse, sondern schließen die Gestaltung des Gleichrichteranteils ein. Daher immer die Grundregel beachten: Vom Gleichrichter (meistens einem Brückengleichrichter) führen Plus- und Minusleitung zunächst nur (!) zum Ladekondensator. Unmittelbar an dessen Anschlüssen beginnen die Leitungen zur übrigen Schaltung. Gemeinsame Leitungsstücken mit dem Ladeimpulsstrom sind unbedingt zu vermeiden!

Mit 10 mA für den *C 520 D*, im Mittel 60 mA für den bisher übli-

chen *D 147 D* und maximal etwa 60 mA für die Anzeige mit 2 × *VQE 24* oder *VQE 22 + VQE 24* (es werden ja nur die 3 Ziffern gebraucht) benötigt ein Grundgerät ohne weitere Meßwandler zwischen 85 und 130 mA bei 5 V Betriebsspannung. Wird diese aus einem Netzteil geliefert, kann sie zeitweise bis zu 10% höher oder bis zu 15% niedriger sein. Bei spannungsabhängiger Stromaufnahme des Gerätes engt sich der Bereich ein, wenn der höhere Strom mit der höheren Spannung verbunden ist. Umgekehrt wird er sogar größer. Beides ist eine Folge des Innenwiderstands der Spannungsquelle. 4,25 V sind für einen TTL-Decoder nicht mehr zulässig, 5,75 V ebenfalls nicht. Zwar kann die Anzeige den Decoderausgängen bis zu 15 V zuführen, aber seine eigene Innenschaltung erfordert 5 V ±5%. TTL-Decoder bedingen also eine Stabilisierung. Die Ansprüche sind allerdings nicht allzu hoch. Ein Serienstabilisator ist einer (Leistungs-)Z-Diode vorzuziehen und auch bei Batteriebetrieb die vorteilhaftere Lösung. Die stabilisierte Ausgangsspannung treibt bei gleichbleibendem wirksamem Schaltungswiderstand in diesen konstanten Strom, und mit ihm wird auch nur die Gleichrichterschaltung belastet. Z-Diodenstabilisierung (oder eine Parallelregelschaltung) dagegen nimmt bei höherer Eingangsspannung mehr Strom auf und setzt ihn in Wärmeenergie um.

Auch für Meßgeräte mit dem *C 520 D* empfiehlt sich die für Amateure aus Sicherheits- und Aufwandsgründen bewährte Art, den Netztransformator vom Gerät zu trennen. Das ist ein zunehmend auch industriell beliebtes Verfahren, die mit Netzspannung und Streufeldern im Gerät verbundenen Probleme nach außen zu verlagern. Aus Volumengründen bei Taschenrechnern begonnen, setzt sich diese Konstruktionslinie heute bis zu modernen Heimcomputern fort. Der Amateur braucht also diese Lösung nicht als Notbehelf zu betrachten.

Der Grundbaustein liegt in einer „Leistungsklasse", bei der schon ein 0,5-A-Klingeltransformator ohne jeden Kompromiß als Speisequelle ausreicht. Seinem hohen Innenwiderstand und der bei den neueren Serien zunächst ungewöhnlich hoch erscheinenden Leerlaufspannung (bis zu 12 V Effektivwert beim 6-V-Typ!) ist bereits die einfache Stabilisierungsschaltung gemäß Bild 6.1 gewachsen. Um 800 mA beträgt etwa der maximal mögliche Gleichstrom der Spannungsquelle mit dem *KT 07* oder *KT 08,* wie Bild 6.2 erkennen läßt. Ein Kurzschluß würde den Transistor zerstören. Der Aufwand erhöhte sich merklich, wollte man dem begegnen.

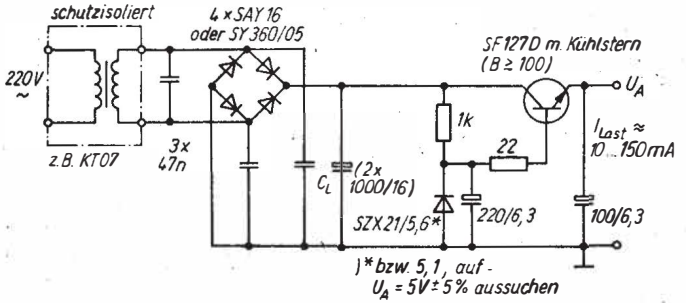


Bild 6.1 Einfaches Netzteil zum Speisen eines *C 520 D* mit TTL-Decoder aus einem 0,5-A-Klingeltransformator

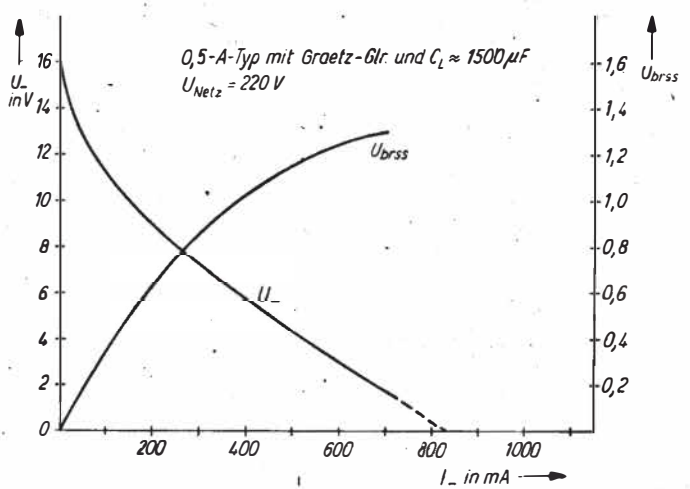


Bild 6.2 Kennlinien von z. Z. handelsüblichen 0,5-A-Klingeltransformatoren

Da ist es angesichts der übrigen modernen Schaltungstechnik schon konsequenter, auf den entsprechend intern geschützten neuen Spannungsregler-Schaltkreis *B 3170 V* überzugehen. Dieser Schaltkreis hat bestechende Eigenschaften. Er läßt sich für die vorliegende Aufgabe durchaus noch aus dem 0,5-A-Klingeltransformator betreiben. Die nötige Außenbeschaltung ist minimal, sollte

jedoch wiederum mit Überlegung eingesetzt werden. Auch dazu einige Informationen.

Der *B 3170/V* befindet sich in einem 3poligen flachen Gehäuse der Bauform *TO 220* mit Kühlfahne. Er läßt Ströme bis zu 1,5 A zu und kann bei entsprechender Eingangsspannung auf Ausgangsspannungen zwischen etwa 1,2 und 37 V eingestellt werden. Dazu benötigt man lediglich 2 externe Widerstände. Unmittelbar am Schaltkreisein- und -ausgang sollte auf Grund seiner dynamischen Eigenschaften jeweils ein Kondensator von etwa 0,1 μF gegen Masse angebracht werden. Eine Übersicht über die zum Manuskriptzeitpunkt vorliegenden Daten geben Tabelle 6.1. und Tabelle 6.2. Übertemperatur- und Kurzschlußschutz sind weitere vorteilhafte Eigenschaften des *B 3170/V,* die beim Einsatz üblicher konventioneller Transistorschaltungen nur mit wesentlich größerem Aufwand zu erreichen waren. Im allgemeinen besteht daher künftig

Tabelle 6.1. Grenzwerte des *B 3170* **V**

	Kurzzeichen	Einheit	
Eingangs/Ausgangsspannungsdifferenz	U_D	V	40 (60 bei *B 317 H)*
Verlustleistung	P_{tot}	W	15
Innerer Wärmewiderstand	R_{thjc}	K/W	4
Sperrschichttemperatur	ϑ_j	°C	150
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	°C	–25 bis +85

Tabelle 6.2. Kenndaten des *B 3170* **V**

	Kurzzeichen	Einheit	Min.	Max.
Ausgangsspannung	U_O	V	1,2...1,3	37
Eingangsspannung	U_I	V	5	40
Ausgangsstrom	I_O	A	0,01	1,5
Eingangsspannungsausregelung	$\Delta U_O/U_O$	%		0,04
Lastregelung	ΔU_{Oimax}	mV		30 (U_D = 3 V I_O = 1,5 A)
Brummspannungsunterdrückung	SVR	dB	60	

kaum noch ein Grund, solche diskreten Schaltungen einzusetzen, sobald der *B 3170 V* auch für den Amateur ausreichend greifbar sein wird. Das ist letzten Endes – wie bei allen neuen Schaltkreisen – auch eine Frage des industriellen Bedarfs. Der dürfte sehr groß sein und daher zu entsprechenden Produktionsstückzahlen führen. Eine für den Festspannungseinsatz in Verbindung mit dem *C 520 D* und TTL-Decoder geeignete Anwendungsschaltung des *B 3170 V* zeigt Bild 6.3. Es enthält auch die Anschlußbelegung des *B 3170 V*. Die allgemeine Berechnungsgleichung für die zu einer bestimmten Ausgangsspannung nötigen beiden Widerstände lautet

$$R2 = \frac{U_{\text{Aus}} - 1{,}25\,\text{V}}{1{,}25\,\text{V}} \cdot R1$$

mit der Randbedingung $R1 \lesssim 240\ \Omega$.

Da der minimale Ausgangsstrom für „Datenhaltigkeit" bei 10 mA liegt, kann man in Systemen mit größerem Stromhub, besser gesagt mit kleinerem, niedrigstem Laststrom, die Widerstandswerte proportional verkleinern.

Für die eingangs genannten Schaltungsdaten kommt der *B 3170 V* ohne zusätzliche Kühlmaßnahmen aus. Von Bedeutung ist die in Richtung Ladekondensator liegende Diode. Sie hat folgenden Sinn: Entsteht aus irgendeinem Grund vor dem Schaltkreiseingang ein Kurzschluß, so steht die am Schaltkreisausgang in Kondensatoren der angeschlossenen Schaltung noch vorhandene Spannung in „verbotener Richtung" über dem Schaltkreis. Damit er nicht zer-

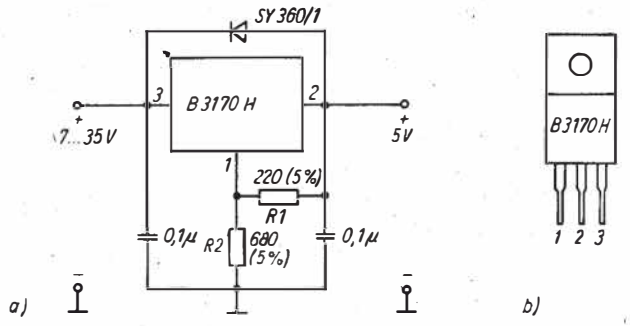


Bild 6.3 a – Anwendungsschaltung zum *B 3170 V* für 5 V Ausgangsspannung; b – Anschlußbelegung des *B 3170 V*. (Die Bezeichnung im Bild ist nicht korrekt)

stört wird, leitet man diese Ladung über die gezeigte Diode ab. Sie sollte allerdings ein möglichst schneller Typ sein, wie etwa die *SY 345* o. ä. Ausgangskondensatoren größerer Kapazität sind zwar für den *B 3170 V* nicht erforderlich, können aber in der angeschlossenen Schaltung aus funktionellen Gründen enthalten sein. Sofern dem Widerstand für das Einstellen der Ausgangsspannung gegen Masse zur Verbesserung des Restbrummverhaltens ein Kondensator parallel liegt, versieht man ihn aus ähnlichen Gründen mit einer Entladediode. Sie liegt dann zwischen 1 und 2 mit Richtung auf den Ausgang (2).

6.2. Batteriebetrieb

Entsprechend den Ausführungen im vorangegangenen Abschnitt sollte man Netzbetrieb vorsehen, wenn
- Dauereinsatz notwendig ist
- die Brummstörungsprobleme zu beherrschen sind (u. a. ausreichender Signalpegel oder auch niederohmige Quellen)
- eine gut und jederzeit ablesbare Anzeige erforderlich ist
- das Gerät nicht vorwiegend mobil genutzt werden muß

Die Umkehrung all dieser Bedingungen führt zwangsläufig zum Batteriebetrieb. Hier seine „Maximen":
Minimieren des Leistungsbedarfs durch
- Verwenden energiesparender Anzeigeelemente
- Einsetzen eines Decoders mit kleinem Eigenstrombedarf
- Benutzen eines Decoders, der auch bei großen Spannungshüben möglichst konstante Anzeigeströme liefert
- Möglichkeit des leichten Einstellens der Anzeigeströme auf das jeweilige Mindestmaß
- Eingrenzen der aktiven Betriebszeit auf die erforderliche Zeitspanne
- Maßnahmen zum selbsttätigen Ausschalten oder zum wirksamen, aber energiesparenden Signalisieren des eingeschalteten Zustands

Bei einer eventuell notwendigen Regelung nutzt man solche Prinzipien, die sowohl einen kleinen Eigenstrombedarf wie geringe erforderliche Spannungsdifferenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung aufweisen.
Aus diesen Forderungen, die teilweise nicht gleichzeitig erfüllbar

sind, leiten sich die vorgestellten Lösungsvorschläge ab. Jede dieser Maßnahmen soll dazu beitragen, dem *C 520 D* auch im Mobilbetrieb den Anwendungsspielraum zu schaffen, der seiner Leistungsfähigkeit zukommt.

6.2.1. Anzeigeelemente

Die folgenden Informationen gelten teilweise selbstverständlich auch (darüber hinaus) für Netzbetrieb, denn in diesem Zusammenhang werden zur Einsatzerleichterung bereits Leiterbilder für „Displays" mit vorgeschlagen. Einige einleitende Bemerkungen enthält bereits Abschnitt 5.1. Zum Zeitpunkt der Manuskripterarbeitung enthielt der Katalog „Halbleiter-Bauelemente" des Kombinats *Mikroelektronik* die Daten folgender 7-Segment-Lichtemitteranzeigen für Ziffernanzeige (Angabe typischer Werte):

VQB 37 – rot leuchtende Einzelanzeige mit gemeinsamer Katode, mit 1,7 V Flußspannung und empfohlenem periodischem Spitzendurchlaßstrom von 7 mA (dabei etwa 25 µcd Lichtstärke), durch Linse erreichte Ziffernhöhe 3 mm

VQB 71 – rot leuchtende Einzelanzeige mit gemeinsamer Anode, mit 3,4 V Flußspannung (jedes Segment besteht aus 2 hintereinandergeschalteten Leuchtdioden); Lichtstärke 150 µcd bei 10 mA Durchlaßstrom, Ziffernhöhe 7 mm, nicht für Neuentwicklungen zugelassen

VQE 23 – grün leuchtende Doppelanzeige (Lichtschachtausführung) mit gemeinsamer Katode, mit 2 V Flußspannung und 300 µcd Lichtstärke bei 10 mA Durchlaßstrom, Ziffernhöhe etwa 3 mm

VQE 24 – grün leuchtende Doppelanzeige (Lichtschachtausführung) mit gemeinsamer Anode, sonstige Daten wie *VQE 23*

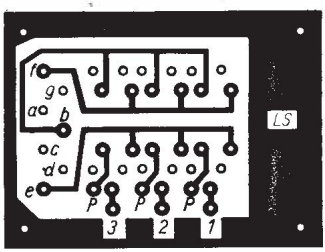
Das Sortiment wird ergänzt durch

VQE 21 – Daten wie *VQE 23,* aber das Vorzeichen bzw. 1 und 1 Ziffer („1–½stellig")

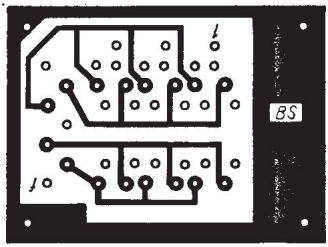
VQE 22 – Daten wie *VQE 24,* aber ebenfalls 1–½stellig, sowie durch die Vorzeichenanzeige *VQB 73,* die – wie die *VQB 71* – nicht mehr für Neuentwicklungen zugelassen ist.

Aus dem Katalog bereits verschwunden sind die einst für Taschenrechner entwickelten *VQC 32, VQD 30* und *VQD 32,* wobei die beiden letztgenannten nur teilweise ausgenutzt werden (3 von 9 bzw. 12 möglichen Stellen; man kann sie beliebig wählen). Sie sind

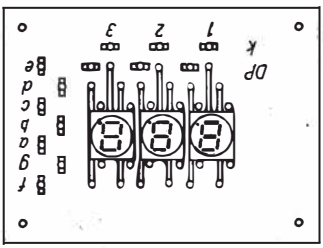
jedoch gerade für batteriegespeiste „Minimeter"-Lösungen mit dem *C 520 D* äußerst interessant. Man kann davon ausgehen, daß für solche oft einmaligen Objekte gern noch im Fundus nach einem vielleicht längst schon vergessenen Exemplar gesucht wird.
VQD 30 und *VQD 32* waren 1983 im Amateurbedarfshandel noch erhältlich, teilweise recht preisgünstig. Man kann aber auch ältere defekte Taschenrechner ausschlachten. LCD-Anzeigen schließlich, so energiesparsam sie auch sein mögen, wurden in dieser Broschüre noch nicht berücksichtigt. Bei Manuskripterarbeitung war z. B. noch keine nachbausichere Kontaktierung für die in der DDR produzierten Typen zu erhalten, und die Problematik der Ansteuerung geht wohl bereits aus Abschnitt 5. hervor. (Positive Veränderungen dieser Situation haben sich bei Erscheinen dieses Heftes vielleicht schon ergeben.)
Für Einzweckeinsatz kann der Anzeigebaustein auf der Gesamtleiterplatte untergebracht werden. Sein Leiterbild ist dann fester Bestandteil des Gerätes, das damit einen bestimmten konstruktiven Rahmen verlangt. Flexibler wird man durch eine Modulplatte für die Anzeige. Bei Batteriebetrieb können dann weitere energiesparende Maßnahmen „zwischengeschaltet" werden, wie etwa eine an die Umgebungshelligkeit angepaßte (z. B. Pulsbreiten-)Regelung der Displayansteuerung.
Schließlich sind Batterielösungen auch meist kompakt. Der Anzeigemodul ermöglicht dann „Sandwichanordnung" von A/D-Wandler- und Anzeigeplatte in der Gesamthöhe von Batteriedicke und (oder) Schalter-Höhenbedarf. *VQD 30* und *VQD 32* sind bereits fertige Module in diesem Sinne..Man braucht nur noch die Anschlüsse a bis g sowie die 3 gewünschten Katoden mit dem A/D-Wandlerbaustein am besten über ein Flachkabel mit 10 Leitungen zu verbinden.
Selbstgebaute Module sollen zwei Forderungen erfüllen: sowohl der Größe der Anzeigeelemente wie (gerade bei Batteriegeräten) der Größe der Wandlerplatte angepaßte Maße und eine Anschlußreihenfolge, die der am Decoder möglichst entspricht. Das aber ist die Reihenfolge f, g, a, b, c, d, e.
Für die laut Katalog von 1982 noch zulässige, für Batteriebetrieb sehr günstige *VQB 37* zeigt Bild 6.4 eine Leiterplatte mit multiplexgerechter Verdrahtung. Die hohe Anschlußdichte legte eine 2seitige Leiterplatte nahe.
Eine ebenfalls „minimierte", also für Mobilvarianten günstige Lei-



a)



b)



c)

Bild 6.4
Leiterplatte für Anzeigemodul mit 3 × *VQB 37*; a – Leiterseite; b – Bauelementeseite mit 2. Leitungaebene; c – Bestückung

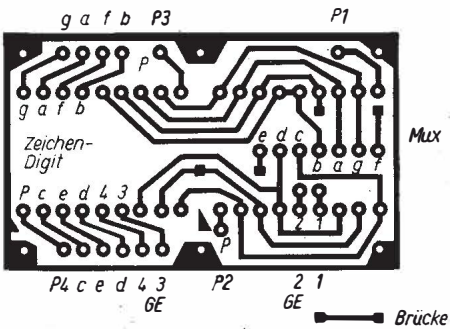


Bild 6.5
Für Mobilgeräte günstige Leiterplatte für 2 × *VQE 23* oder *VQE 24*, Leiterseite

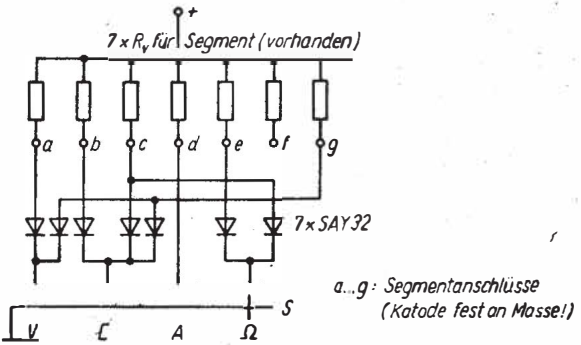


Bild 6.6 Ausgabe der Dimension über die letzte Stelle der Anzeige nach Bild 6.5 (Beispiel: gemeinsame Katode, liegt bei diesem Digit fest an Masse!). Die jeweils nicht benötigten Segmente werden durch Dioden überbrückt

terplatte für 2 *VQE 23* oder *VQE 24* ist in Bild 6.5 zu erkennen. Die 4. Stelle mag zunächst überflüssig erscheinen. Durch sie hat man – dann allerdings doch besser wieder mit Netzbetrieb – die Möglichkeit, bei Multimetern noch die zum Meßwert gehörende Dimension auszugeben. Die, von vorn gesehen, ganz rechts liegende Ziffer ist dazu z. B. gemäß Bild 6.6 (Beispiel für gemeinsame Katode) von einer Ebene des Betriebsartenschalters zu beeinflussen. Alle 7 Segmente erhalten bei offenem Schalter Strom (Katode fest an Masse). Die beim jeweils gewünschten Zeichen dunklen Segmente werden durch Ableitdioden gegen Masse über die gezeigte Schalterverknüpfung „totgelegt". So entstehen „stilisierte" Anzeigen für Ampere, für Volt, für °C und für Ohm.

Die Verbindungen zu dieser nur 1seitigen Leiterplatte sind leiterseitig anzubringen, eine bei kompakten Geräten nicht unübliche Maßnahme. Auch die Dezimalpunkte sind zugänglich. Wird für den Bereich bis 999 mV eine eindeutige Anzeige gewünscht, ohne daß ein m zur Verfügung steht, kann man entweder die Platte nach links um 2 Rastereinheiten verlängern und eine grüne Leuchtdiode vor der 1. Ziffer anbringen, oder man „definiert" den Dezimalpunkt der Dimensionsanzeige als Faktor 10^{-3}.

Die für Batteriebetrieb wichtige Frage der Erkennbarkeit der Anzeigen bei möglichst kleinem Strombedarf läßt sich nicht absolut beantworten, da die Erkennbarkeit stark von den Umgebungsbedingungen abhängt. Während die mit Vergrößerungslinse versehe-

nen *VQB 37* und *VQD 30* schon mit – auf Gleichstrom umgerechnet – etwa 10 mA für die 3stellige Anzeige einer 8 auskommen, d. h. etwa 0,5 mA (!) je Segment, brauchen *VQB 71* oder *VQE 23/24* zwischen 5- und 10mal soviel. Nochmals sei daran erinnert, daß die Vorwiderstände für den nur zu etwa einem Viertel der Gesamtzeit fließenden (also entsprechend höheren) Impulsstrom zu bemessen sind.
Besonders bei *VQD 30* und *VQD 32* kommt man nicht ohne eine rote Filterscheibe aus. Anderenfalls reflektieren die glasklaren Oberflächen. Für den Betrieb bei direkter Sonneneinstrahlung sind diese Anzeigen selbstverständlich höchst ungeeignet. Man sollte daher am Arbeitsplatz stets entsprechend den zu erwartenden Lichtbedingungen einen günstigen Standort für das Gerät wählen. Tageslicht ohne direkte Sonneneinstrahlung, Anzeige gegenüber der Lichteinfallsrichtung (z. B. Fenster) um >90° drehen, dunklen Hintergrund wählen – das alles sollte beachtet werden.

6.2.2. Decoder

Wenn der Spannungshub nicht allzu groß ist, eignet sich für den Batteriebetrieb der *U 40511 D* besonders gut. Ein hoher Spannungshub verursacht bei frischer Batterie unnötig viel Stromaufnahme, da die Widerstände für den bei kleinster möglicher Batteriespannung noch nötigen Strom zu dimensionieren sind.
Der „Partner" dieses Decoders für Batteriebetrieb ist die *VQB 37* bzw. – für den Amateur ja noch zulässig – jede beliebige LED-Rechneranzeige. 8 mA Gesamtstromaufnahme bei 4,5 V Betriebsspannung für Decoder plus Anzeige sowie der vom *C 520 D* aufgenommene Strom (etwa 10 mA) sind die extrem günstigen, auf diese Weise erreichbaren Werte des in einem noch folgenden Abschnitt vorgestellten „Taschenminimeters". Das bedeutet eine Arbeitswoche lang Strom aus einer Flachbatterie!
Die Decoder *D 347 D* und *D 348 D* haben auch einen günstigen Eigenstrombedarf. Bis etwa 20 mA sind dabei jedoch kaum zu umgehen, und dieser Strom muß aus einer wenn auch einfachen Stabilisierungsschaltung bezogen werden. Ebenso wie für den CMOS-Decoder mit seinen spannungsabhängigen Ausgangsströmen gibt es allerdings einen recht brauchbaren Kompromiß. Er besteht im Einsatz von 3 Stück des seit Jahrzehnten bewährten 0,5-Ah-Blei-

akkumulators nach *TGL 3922*. „Ladenfrisch" bringt er etwa 2,15 V in die Schaltung, so daß mit rund 6,5 V Anfangsspannung gerechnet werden kann. Etwas mehr als 1,6 V (typisch) beansprucht eine rote Leuchtdiode vom Typ *VQA 13* bei 20 mA Durchlaßstrom. Mit 4,9 V wird dabei also der Decoder betrieben, und die Leuchtdiode bietet dazu noch eine Betriebsanzeige. Trotz des Displays ist sie nicht ganz unnütz, denn die wegen der Lichtverhältnisse meist versenkt montierte Ziffernanzeige wird leichter übersehen als eine aus dem Gehäuse ragende Leuchtdiode mit ungefärbter Umhüllung. Die übrige Schaltung kann ohne die Leuchtdiode betrieben werden. Allerdings sollten die auf den Eingang des *D 347 D* oder *D 348 D* wirkenden pull-up-Widerstände vom Betriebsspannungsanschluß des Decoders versorgt werden.
Völlig befriedigend ist diese Lösung natürlich nicht. Über den größten Teil seiner Entladekennlinie bleibt der Akkumulator bei etwa 2 V. Mit 5,25 V darf im Dauerbetrieb auch der Decoder arbeiten. Die insgesamt sinnvollste Alternative ist eine Siliziumdiode, die man sich aus dem vorhandenen Sortiment auswählt. Kriterium: Bei der tatsächlichen Stromaufnahme des Gerätes (sie wird mit *D 347 D* bzw. *D 348 D* etwa 50 mA betragen) soll U_F zwischen 0,75 und 1 V liegen. Das bedeutet dann allerdings 5,75 V Anfangsbetriebsspannung, was jedoch bereits wesentlich tiefer unter dem zulässigen Grenzwert dieser Decoder liegt als ohne diese Maßnahme. Stabilisierungsschaltungen mit kleiner Eingangs/Ausgangs-Spannungsdifferenz kommen dem exakten Einhalten der Daten entgegen. Schwierig ist dabei das Bereitstellen einer auch hinsichtlich des Temperaturhubs ausreichend stabilen Referenz bei solchen kleinen Batteriespannungen.

6.2.3. Stabilisierungsschaltung mit Anzeigezeitbegrenzung

Von mehreren für diese Broschüre entwickelten Stabilisierungsschaltungen kann aus Platzgründen nur eine vorgestellt werden (Bild 6.7).
Wenn das Gerät sofort nach jeder Messung wieder ausgeschaltet wird, schont man die Batterie. Wenigstens die Anzeigeschaltung, sofern sie auf Grund von Decoder- und Displaybedarf der „energieintensivere" Teil des Gerätes ist, sollte möglichst nur für die Dauer des Ablesens aktiviert werden. Im letztgenannten Fall wird

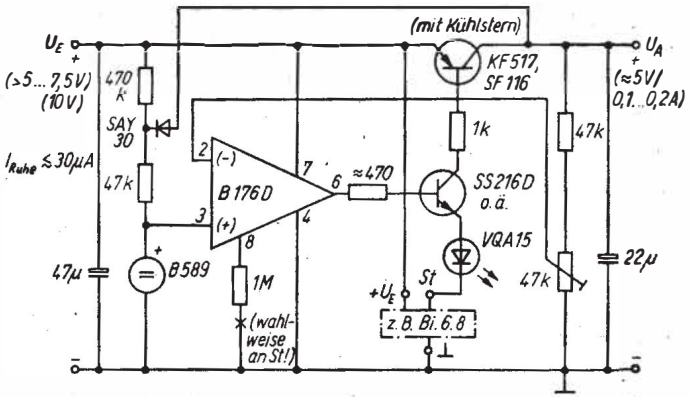


Bild 6.7 Durch Zeitschalter steuerbare Regelschaltung mit Mikroleistungsoperationsverstärker

allerdings eine Betriebsanzeige sinnvoll, da das Display dann ja nicht ständig leuchtet. Sofern nicht spezielle Gründe dagegen sprechen, sollte daher die Gesamtabschaltung dem Teilbetrieb vorgezogen werden. Eine solche Aufgabe läßt sich vielfältig lösen. Geht man vom eingangs diskutierten Maximalbedarf eines netzunabhängigen Gerätes mit TTL-Decoder und großen Anzeigebauelementen aus, so sind etwa 150 mA zu schalten. Die Schalteinrichtung soll möglichst wenig Eigenbedarf haben, sowohl an Energie insgesamt wie auch an Spannung (in Serie zum Gerät selbst). Ein pnp-Transistor wird der Aufgabe meist mit wenig Zusatzaufwand gerecht. Es läuft darauf hinaus, einen Zeitschalter beim Ablesen zu starten und bei Bedarf sowohl vorzeitig abschalten als auch nachtriggern zu können. Nahezu ruhestromfrei sind sowohl spezielle Transistorschaltungen wie CMOS-Schaltkreise.

Der Ruhestrom eines CMOS-Trigger-Schaltkreises liegt im unteren Mikroamperebereich. Das Muster beanspruchte bei 6 V 4 µA. In dieser Schaltung wird der *U 4093 D* nur zu einem Viertel gebraucht. Der Reststrom eines „guten" Elektrolytkodensators und der Eingangsstrom des Schmitt-Trigger-NAND liegen in gleicher Größenordnung.

Man kann ihren gemeinsamen Einfluß durch folgenden überschlägigen Test als einen Parallelwiderstand annähern. Dazu wird ein Entladewiderstand benutzt, der etwa 2 Größenordnungen unter-

halb dieser im Bereich um 10 MΩ zu erwartenden „Leckwiderstände" liegt, also z. B. 100 kΩ. Dann stoppt man die Aktivzeit ab Loslassen der vorher gedrückten nichtrastenden Taste. Mit diesem Tastendruck wird der zeitbestimmende Kondensator auf die Eingangsspannung geladen. Das Ergebnis vergleicht man mit der Zeitnahme beim höchsten sinnvollen Widerstand in der Größenordnung von 6,8 bis 10 MΩ für die Entladung. Ihm liegen ja die „Leckwiderstände" parallel.

Die 1. Messung liefert die Überschlagformel für die Zeit abhängig vom Entladewiderstand allein bei gegebenem Schwellwert des Schaltkreisexemplars und Realwert des Kondensators (der ja nie genau bekannt ist). Überschlägig entspricht die Aktivzeit dem Produkt RC. Mit wachsendem R wirkt der Einfluß der Leckwiderstände zeitbegrenzend. Man könnte das ganz ohne R durch eine „geduldige" Messung ermitteln. 6,8 bis 10 MΩ Parallelwiderstand verringern die Meßzeit. Aus der neuen Aktivzeit das wirksame R zu berechnen ist mit den Werten der 1. Messung kein Problem, und mit dem Taschenrechner hat man in Sekunden dann auch den Leckwiderstandswert ermittelt. Im vorgestellten Muster waren das etwa 22 MΩ. Die Aktivzeit lag bei $R = 10$ MΩ und $C_{nenn} = 22\ \mu$F mit knapp 3 min in einem Bereich, der wohl alle Forderungen an Kurzzeitbetrieb erfüllt.

Mit einem einstellbaren R lassen sich also beliebige Aktivzeiten unterhalb von 3 min erreichen. Größere C-Werte (und unnötig kleine Betriebsspannungen der Kondensatoren) bringen nur mehr Leckstrom.

Bestechend an dieser CMOS-Lösung (Beispiel siehe Bild 6.8) ist das vom Schmitt-Trigger bewirkte schlagartige Abschalten. Die ganze Betriebsenergie steht damit bei jedem Betätigen der Tasten

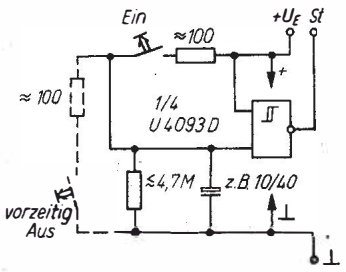


Bild 6.8
Vorteilhafte Anzeigezeitbegrenzung mit Sprungverhalten

für den Meßvorgang zur Verfügung, während bei Transistorvarianten solcher Schaltungen ein erheblicher Teil im „auslaufenden" Abschaltvorgang ungenutzt in Wärme umgesetzt wird.
Für einen kleinen Eigenbedarf des *U 4093 D* ist das sachgemäße Beschalten der unbenutzten Funktionsgruppen von großer Bedeutung. Die Eingänge der 3 stillgelegten Trigger wurden, ebenso wie der nichtbenutzte 2. Eingang des verwendeten, an Plus gelegt. Die unbenutzten Ausgänge befinden sich also auf L. Diese Maßnahme verhindert undefinierte Ladungen auf freiliegenden Eingängen, die ja äußerst hochohmig sind, so daß die Ausgänge „wild" schalten und Betriebsenergie benötigen. Die dadurch mögliche unkontrollierte Stromaufnahme kann erhebliche Werte annehmen!

7. Digital-„Minimeter" für Batteriebetrieb mit hohem R_E

7.1. Eingangsgestaltung

Die vorangegangenen Abschnitte haben gezeigt, daß der *C 520 D* als Kern direktanzeigender oder auch meßwertverarbeitender Systeme ganz unterschiedlich genutzt werden kann. Seine Eigenschaften lassen sich an viele Aufgabenstellungen anpassen. Das trifft besonders für das Objekt zu, dem sich der Amateur, wenn er einen solchen Schaltkreis erstmals erhalten hat, sicherlich zuwenden wird.

Das rein passive Multimeter – in seiner Mindestversion ein Spannungs- und Strommesser für Gleichspannungen und -ströme – gehört zum Ausrüstungsstandard. Sein Gebrauchswert hängt vom Drehspulmeßwerk ab. Je besser dieses Meßwerk, um so teurer ist es bzw. um so schlechter erhält man es. Seine Eigenschaften bestimmen den erreichbaren Eingangswiderstand. 20 kΩ Stromdämmung sind ein üblicher Wert, also 50 μA Eigenbedarf bei Vollausschlag. Um 100 mV – wenn keine Schutzbeschaltung diesen Wert erhöht – benötigen solche Instrumente für Vollausschlag bei Strommessungen.

Vergleicht man mit diesen Werten die „Anfangsbedingungen" des *C 520 D*, so ergeben 20 kΩ Abschluß am Eingang bei im schlechtesten Fall 200 nA (temperaturabhängigem!) Eingangsstrom bereits 4 mV Grundanzeige. Man könnte sie durch Nullpunktabgleich beseitigen, doch wird der Meßwert dann auch von kleinen Quellwiderständen beeinflußt. Extrem gesagt: Legt man die Prüfspitzen an die Enden eines Widerstands im Ohmbereich, an dem real gar keine Spannung liegt, so zeigt das Display einen negativen Wert von einigen Millivolt an – etwa so viel mit negativer Polarität, wie vorher positiv „ausgeglichen" wurde.

Diese Nullpunktabhängigkeit ist unbefriedigend. Im allgemeinen empfiehlt der Hersteller daher einen vorgeschalteten Meßwandler mit einem (konstanten) R_i von etwa 10 kΩ oder weniger. „Konstant" bedeutet, daß dann der Nullpunktabgleich erhalten bleibt, weil der Wandler – meist ein Operationsverstärker – Meßobjekt und Eingang des *C 520 D* voneinander entkoppelt.

Moderne BIFET-OPV bieten genügend Spielraum in Eingangswiderstand und Verstärkung, so daß die meßtechnischen Möglichkeiten des *C 520 D* – lediglich eingegrenzt durch die nur 3 Digit Anzeigeumfang und die Typenfehler des A/D-Wandlers – auf einen großen Teil aller in der Praxis überhaupt vorkommenden Meßaufgaben erweitert werden können.

Operationsverstärker wie der *B 081 D* heben jedoch eine günstige Eigenschaft des *C 520 D* auf. Ein *B 081 D* benötigt laut Hersteller wenigstens +5 und −5 V Betriebsspannung, um datengerecht zu arbeiten. Eine 2. Spannungsquelle ist also nicht zu umgehen.

Es gibt jedoch viele Interessenten für ein wirkliches Taschen-Digitalvoltmeter. Die günstigen Bauelementevoraussetzungen, wie sich schon aus den vorangegangenen Abschnitten erkennen ließ, ermöglichen dies mit dem *C 520 D*. Der augenfälligste Nachteil liegt im kleinsten Meßbereich (+999 bis −99 mV). Wenn man jedoch bedenkt, daß der Anzeigefehler bei entsprechend genauen (und konstanten!) Teilerwiderständen bei allen Messungen nicht größer als 1 im letzten Digit sein muß, so ist der *C 520 D* dennoch den meisten Zeigerinstrumenten überlegen. Während man mit jenen auf Grund der möglichen Fehlersumme bei kleinen Ausschlägen möglichst immer im 2. Ausschlagdrittel arbeiten sollte, sind 99 mV Anzeige beim *C 520 D* höchstens real 100 mV oder 98 mV. Selbst bei nur 10%iger Bereichsnutzung beträgt der Meßfehler – vom Gerät her – also nur etwa ±1%. Das erlaubt es beispielsweise, für Strommessungen mit einem 1-Ω-Meßwiderstand bei maximal 100 mV Eigenbedarf Ströme bis 100 mA zu messen, mit 0,1 Ω also noch 1 A bei nur 100 mV Bedarf.

Wesentlich ungünstiger verhält sich der eingangsseitig nicht „modifizierte" *C 520 D* hinsichtlich des erlaubten Eingangswiderstands, lezten Endes des vom Meßteiler her wirksamen Parallelwiderstands zu den Anschlüssen 11 und 10 (wobei 10 bei Multimeterbetrieb an Masse gelegt wird).

Diese Einschränkung läßt sich um 2 oder gar 3 Größenordnungen verschieben, wenn man den *C 520 D* in der langsamen Betriebsart (2 bis 7 Messungen je Sekunde) und mit einem *RC*-Glied vor Anschluß 11 benutzt. Der Spielraum liegt in der Größe der Grundanzeige, die man zuläßt, und in der Gesamtschaltung.

Gemäß Bild 7.1a bedeutet der hypothetische Fall des niederohmigen Meßobjekts ohne tatsächliche Eigenspannung lediglich die Parallelschaltung von 90 MΩ zum Abschlußwiderstand von 10 MΩ.

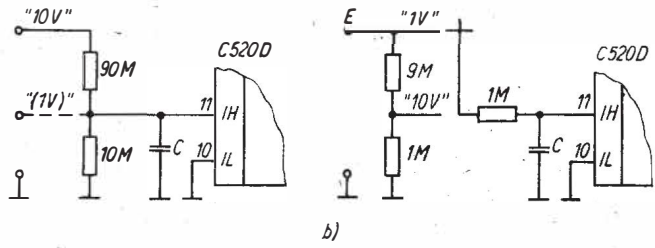


Bild 7.1 2 mögliche Eingangsgestaltungen: a – 10-V-Bereich mit höchstens um 10 % schwankendem Entladewiderstand, jedoch unzweckmäßig hohen Werten, 1-V-Bereich nicht nutzbar; b – besser reproduzierbare Widerstände, aber Änderung des Entladewiderstands zwischen 1 und 11 MΩ

Dieser Abschlußwiderstand soll den Kondensator C in etwa 150 ms wieder vollständig entladen haben: $U_{rest} < 1$ mV. Gleicht man den Nullpunkt auf dieses Lade-Entlade-System hin so ab, daß bei leer laufendem Spannungsteiler die Anzeige genau 000 beträgt, so führt das Parallelschalten der 90 MΩ zu den 10 MΩ zu einer Nullpunktabweichung. Sie ist jedoch auf Grund der Änderung von R um nur 10% noch nicht störend. Benutzt man jedoch den gestrichelten „1V"-Eingang, so ergeben sich völlig unzumutbare Abweichungen.

Die Schaltung nach Bild 7.1a ist nicht nur aus diesem Grunde unzweckmäßig. Hinzu kommt, daß Widerstände in Konstanz und Reproduzierbarkeit um so problematischer werden, je größer ihr Wert ist. Aus diesen Gründen geht man im allgemeinen von einem konstanten Eingangswiderstand von 10 MΩ aus und greift für das Anzeigegerät die für einen Vollausschlag nötigen Teilspannungen je nach Eingangsspannung ab. Im „1V"-Bereich ist jetzt in etwa der Abschlußwiderstandswert von Bild 7.1a gegeben, jedoch ohne den fehlerbegrenzenden hohen Vorwiderstand. Geht man bei abgeglichenem 1-V-Bereich jedoch auf „10 V" über, so ändert sich der Abschlußwiderstand von 11 auf 2 MΩ. Das ergibt, wenn nicht gerade ein Grenzwertexemplar des *C 520 D* vorliegt, eine Abweichung von 0 um den Wert 2 bis 3 im letzten Digit, abhängig vom Schaltkreisexemplar. Vom Bereich her wären das 20 bis 30 mV Fehlspannung. Um nun einerseits bei den höheren Spannungen dennoch 10 MΩ Eingangswiderstand zu erreichen und andererseits doch auch den 1-V-Bereich mit guten Werten nutzen zu können, bietet sich ein Kompromiß an (Bild 7.2). Am Mustergerät mit

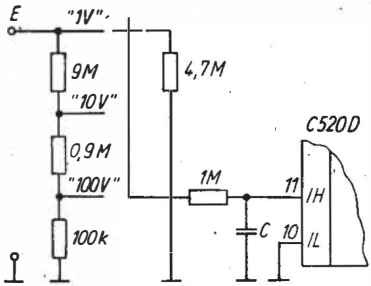


Bild 7.2
Diese Maßnahme verringert den wirksamen Hub von 11 : 1 auf etwa 4 : 1 (Beispiel)

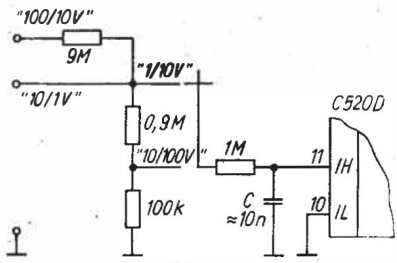


Bild 7.3
Kombinierte Bereichswahlgestaltung (Buchsen und Schalter) verringert den Widerstandshub noch wirksamer

$I_{IH} \approx 100$ nA konnte so die Nullpunktunsicherheit zwischen 1 und 100 V, bezogen auf Abgleich bei 10 V, im Bereich von ± 1 im letzten Digit reduziert werden. Man kann aber auch noch etwas anders vorgehen, wie Bild 7.3 zeigt. Jetzt liegt der Abschlußwiderstand mit Werten von 1,1 bzw. 2 MΩ in einem Bereich, wo die Fälschung bei optimal gehaltenem C und Abgleich unter der Ansprechschwelle bleibt. An der Buchse „10 V / 1 V" darf dann ebenfalls jedes beliebige niederohmige Meßobjekt angeschlossen sein, ohne daß die Anzeige eine nicht vorhandene Spannung an ihm vortäuscht. In den Bereichen 100 und 10 V (obere Buchse) wird wieder der gewünschte Eingangswiderstand von 10 MΩ erzielt, was einem Strombedarf von maximal 10 μA entspricht. Je nach Schalterstellung ergibt sich der Meßbereich von 100 V oder von 10 V. An der 2. Meßbuchse ist dagegen ein Eingangswiderstand von 1 MΩ gegeben. Diese Buchse realisiert also eine Stromdämmung von 1 MΩ/V für den 1-V-Bereich, aber nur 100 kΩ/V ($R_E = 1$ MΩ), wenn 10 V gemessen werden sollen.

1 MΩ/V ergibt sich an der oberen Buchse auch für den 10-V-Bereich. Fehlt der Platz für die obere Buchse, steckt man für Messungen mit $R_E = 10$ MΩ einen Vorwiderstand in Form eines Tastkopfs an. Spezielle Tastköpfe, angepaßt an bestimmte Geräteeingangsdimensionierungen, gibt es bekanntlich auch für Spannungen bis in den Hochspannungsbereich von 25 kV.

Alle diese Varianten für Gleichstrombereiche zu erweitern fällt leicht. Dazu wird lediglich der untere Teilwiderstand in Werte aufgeteilt, an denen ein bestimmter, dekadisch gestufter Strom Spannungen von jeweils maximal 999 mV abfallen läßt. Auf Grund des hohen Gleichstromeingangswiderstands des *C 520 D* stören die vom jeweiligen Einspeisungspunkt bis zum Anschluß 11 liegenden anderen Widerstände das Meßergebnis praktisch nicht.

Mit zusätzlichem 1 Ω gegen Masse für 1 A wird der Widerstand von 100 kΩ in der Variante nach Bild 7.3 so gut wie nicht gefälscht. 10 Ω würden für 100 mA und 0,1 Ω für 10 A stehen. Ein handliches Taschenmultimeter kommt meist schon mit dem 1-A-Bereich gut aus. Beim direkten Messen (ohne äußere Eingriffe, wie Tastkopf oder auch Shunts für beliebige Strombereiche) genügen für 1 V, 10 V und 1 A 3 Buchsen und ein 1poliger Umschalter. Die auf Grund der praktischen Erfahrungen noch akzeptable Lösung mit einem 10-MΩ-Eingang für 10 V, ähnlich Bild 7.2, wurde damit in der Schaltung des Mustergeräts in der Art von Bild 7.4 realisiert. Die

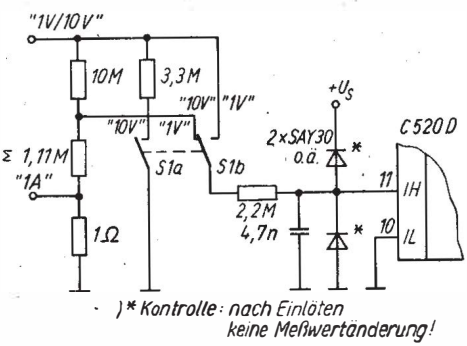
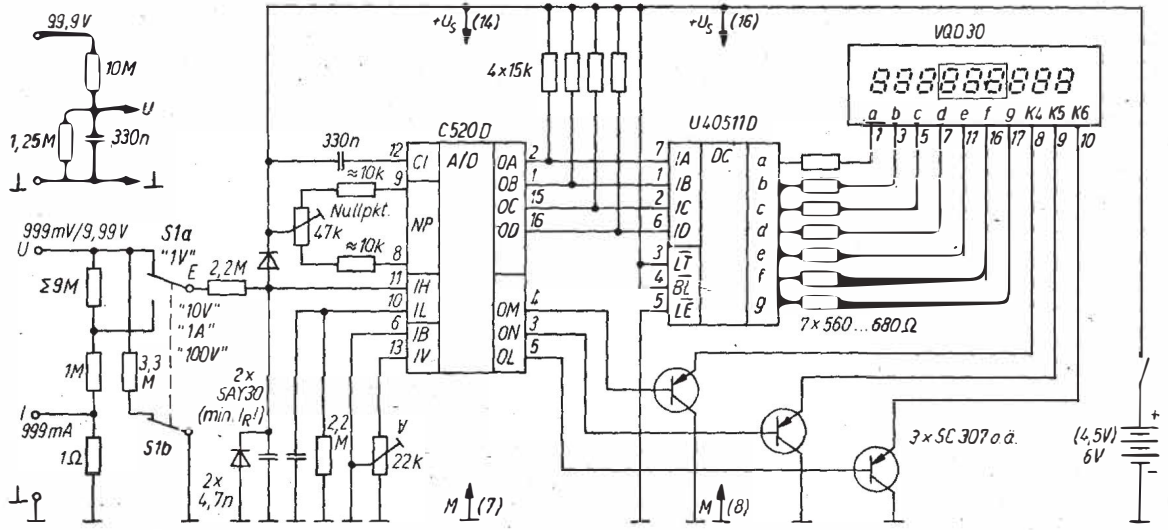
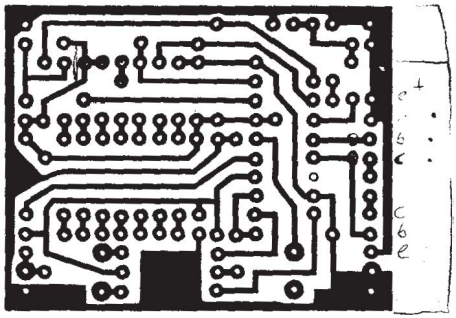


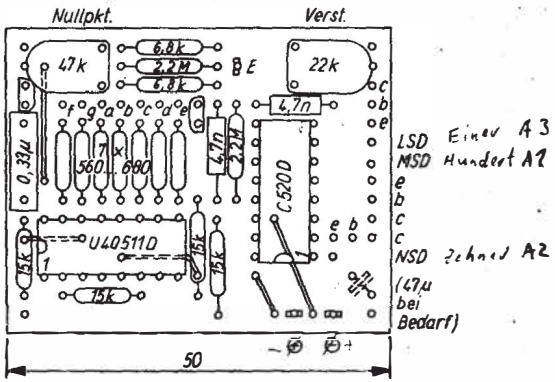
Bild 7.4 Meßteiler für ein „Minimeter" mit Strom- und Spannungsmeßbereichen; Umschalter mit verbessertem Kompromiß, ähnlich Bild 7.2. Eingangsschutz mit 2 sperrstromarmen Dioden direkt an IH des *C 520 D*. (Meßvorsatz für 3. Spannungsbereich, an Eingangswiderstand angepaßt, siehe Bild 7.5)


99,9V
10M
U
1,25M
330n
999mV/9,99V
U
S1a
"1V"
E
2,2M
"10V"
"1A"
"100V"
S1b
Σ9M
1M
3,3 M
I
999mA
1Ω
2x SAY30 (min. I_R!)
2x 4,7n
2,2 M
A
22k
330n
≈10k
Nullpkt. 47k
≈10k
+U_S (14)
4x15k
+U_S (16)
C520D
A/D
C1
NP
IH
IL
IB
IV
OA
OB
OC
OD
OM
ON
OL
M (7)
M (8)
U40511D
DC
IA
IB
IC
ID
LT
BL
LE
a
b
c
d
e
f
g
VQD30
a b c d e f g K4 K5 K6
1 3 5 7 11 16 17 8 9 10
7 x 560 ... 680Ω
3 x SC 307 o.ä.
(4,5V) 6V

a)



b)



c)

Bild 7.5 a – Gesamtstromlaufplan des realisierten „Minimeters"; b – Leiterbild; c – Bestückungsplan für den „aktiven" Teil, bestückte Leiterplatte in Verbindung mit Anzeige siehe Bild 7.7!

Konsequenz eines 2. Umschaltkontakts wiegt nicht schwer, da man den Bereich mit einem 2poligen *Simeto*-Schalter umschalten kann. Ein Meßvorsatz für 99,9 V („100 V") ist in Bild 7.5a enthalten. Er teilt unter Berücksichtigung des Eingangswiderstands auf 1 : 10 und wird in Stellung „10 V" benutzt. Man kann ihn außen an das „Minimeter" anstecken oder anklemmen.

In Bild 7.4 fällt direkt am Eingang des *C 520 D* eine Maßnahme auf, die sich als die zweckmäßigste von allen denkbaren erwies. Der Sperrstrom von Dioden wie der *SAY 30* liegt unterhalb von 1 V Sperrspannung im allgemeinen so niedrig, daß er die Messung

nicht fälscht. Selbstverständlich wird man vor und nach dem Einbau testen, ob die verwendeten Exemplare brauchbar sind. Sie dürfen das Ergebnis nicht fälschen. Es empfiehlt sich, das wenigstens in 2 Punkten zu überprüfen, einmal nahe der Maximalanzeige und einmal bei etwa 10% davon. Nach dem Einlöten erst auskühlen lassen, dann messen!
In Verbindung mit dem für das Realisieren eines hochohmigen Meßeingangs nötigen Widerstand von z. B. 1 MΩ (im Muster sogar 2,2 MΩ bei 4,7 nF) ergeben diese beiden Dioden einen sehr wirksamen Überspannungsschutz. Da bei 1000 V vor 1 MΩ nur 1 mA fließt, hängt die sichere Funktion der Schutzschaltung weitaus weniger von diesen direkt beteiligten Bauelementen ab als von der übrigen konstruktiven Gestaltung des Gerätes. In der vorgestellten Ausführung sollte das „Minimeter" nur in Niederspannungskreisen benutzt werden. Ein Vermerk auf dem Gerät kann nichts schaden. Aber auch dort können bisweilen, z. B. durch induktive Schaltvorgänge oder auch gewollt in Transvertern kleiner Energie, höhere Spannungen auftreten. Sie werden dann dem nur für ±15 V zugelassenen Schaltkreiseingang viel früher gefährlich als dem Menschen. Die in Bild 7.4 gezeigte Beschaltung löst alle diese Probleme. Am Mustergerät wurde direkt am Eingang des *C 520 D* z. B. bei ±30 V im direkten Bereich bei positiver Übersteuerung eine Spannung von $U_S + U_{F2} \approx 5{,}3$ V gemessen und bei negativer Übersteuerung $-U_{F1} \approx -0{,}56$ V. Das blieb auch bei abgeschalteter Betriebsspannung so, wobei die positive Spannung auf etwa 1 V zurückging (abhängig von der übrigen Schaltung).

7.2 Gesamtschaltung

Ein „Taschenmultimeter" soll sowenig wie möglich Betriebsenergie beanspruchen. Das führte unter den gegenwärtigen Bauelementebedingungen zu folgender Lösung:

- Speisen bis in die Nähe der Funktionsgrenze ohne Stabilisieren mit 4 bzw. 4,5 V Nennspannung, ermittelte Mindestspannung 3,8 V
- dadurch mögliche Spannungsquellen 4(3) × R6, 2(3) × 0,5- oder 0,25-Ah-Bleiakkumulator, 1 × 3R12, 1½(2) × 2R10
- Anzeige mit „stromgenügsamen" Rechner-LED-Anzeigen, wie 3 × *VQB 37* oder mit nur noch für Amateurzwecke gestatteten *VQD 30* bzw. *VQD 32* (von 9 bzw. 12 Stellen nur 3 genutzt)

- aus Anzeigegründen Decoder mit „Aktiv-H"-Ausgängen, der vorteilhaft als CMOS-Decoder *U 40511 D* vorliegt (Eigenstrombedarf vernachlässigbar, zulässiger Spannungsbereich größer als der des *C 520 D*!)
- insgesamt dadurch am Muster ermittelter Strombedarf bei 4,5 V nur 18 mA (!), d. h., mit einer Batterie ist (je nach Typ) durchschnittlich eine Arbeitswoche Betrieb bei täglich bis zu 8 Nutzungsstunden zu erwarten (bei den dafür aber wiederaufladbaren Akkumulatoren etwas weniger)
- decoderbedingt Segmentvorwiderstände, so daß bei großen Betriebsspannungshüben auch ein entsprechender Hub der Stromaufnahme, verbunden mit Helligkeitsänderungen, gegeben ist
- zum stufenweisen Reduzieren dieses Effekts kann ein Schalter vorgesehen werden, der die Betriebsspannung des Decoders mit einer vorgeschalteten Diode relativ unabhängig vom Anzeigestrom bei Bedarf absenkt. (Ein einfaches Beispiel: Steigt U von 4 auf 5 V und ist der Lastwiderstand 100 Ω, so entstehen in ihm statt 160 mW jetzt 250 mW. Wird bei 5 V eine Diode mit U_F = 1 V vorgeschaltet, setzt diese zwar 40 mW in Wärme um, aber im Widerstand geht P wieder auf 160 mW zurück. Man spart dadurch 50 mW, also 20%.) Diese Möglichkeit läßt sich bei Bedarf mit mehr Schaltungsaufwand perfekt gestalten (Stabilisieren nur der Decoderspannung z. B. auf 3,8 V)
- Gesamtschaltung außer Bereichswiderständen und Anzeige auf einer möglichst kleinen Leiterplatte, um Anpassung an unterschiedliche Gehäuse- und Batteriewahl zu erleichtern
- Anschluß des Anzeigemoduls über 10 Leitungen (möglichst Flachbandleitung, dazu Decoder- und Displayanschlußreihenfolge einander angleichen) zur freizügigen Gesamtgestaltung
- Verzicht auf Dezimalpunkt in der Grundausführung (bei nur 2 *U*-Bereichen gerechtfertigt)

Bild 7.5a zeigt die Gesamtschaltung des so ausgelegten „Minimeters" für die Bereiche 999 mV, 9,99 V und 999 mA.

7.3. Aufbau

Für den aktiven Teil entstand eine Leiterplatte (Bild 7.5 b und Bild 7.5 c). Ihre Bestückungshöhe hängt vor allem vom Integrationskondensator ab, den man bei Bedarf über die Decoderwiderstände

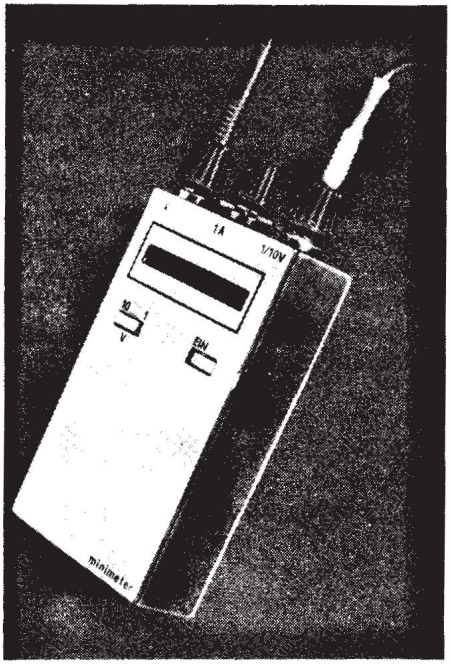
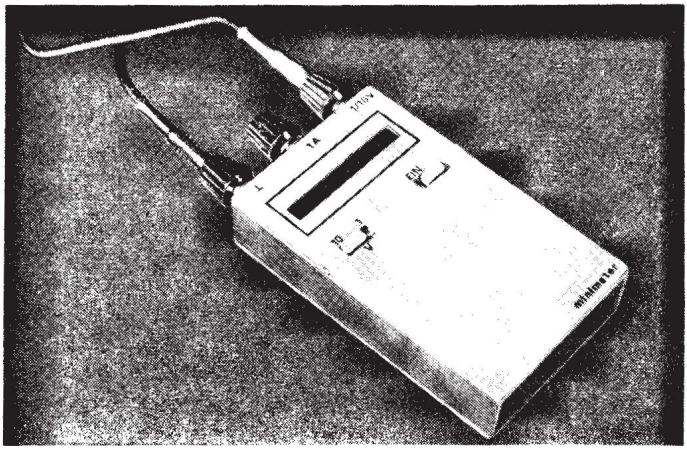


Bild 7.6
Ansichten eines Funktionsmusters des „Minimeters" nach Bild 7.5



legen kann. Ein ursprünglich vorgesehener Batterie-Stützkondensator erwies sich infolge des kompakten Aufbaus als unnötig.
Bild 7.6 zeigt ein Funktionsmuster, für das 2seitig kaschiertes Basismaterial benutzt worden ist. Die bauelementeseitige Folie hat lediglich die Funktion einer großflächigen Masse. Sie ist nicht unbedingt erforderlich. Am Muster befinden sich bereits die Leitungen zur Anzeige. Für die Verbindungen zum Display wurden im Muster 10 verschiedenfarbige 0,3-mm-Schaltdrähte benutzt. Diese werden direkt bauelementeseitig in die Bohrungen neben den Decoderwiderstandsanschlüssen gesteckt und an deren Lötaugen gelötet. Da schon die Wahl der Betriebsspannung kein Präzisionsgerät gestattet, wurde sowohl bei den Bereichswiderständen wie bei den Stellpotentiometern auf Präzisionsausführung verzichtet. Das Nullpunktpotentiometer erhielt allerdings Begrenzungswiderstände. Ihr Werteverhältnis zum einstellbaren Teil, also Einstellgenauigkeit beim Betätigen, kann am Exemplar optimiert werden.

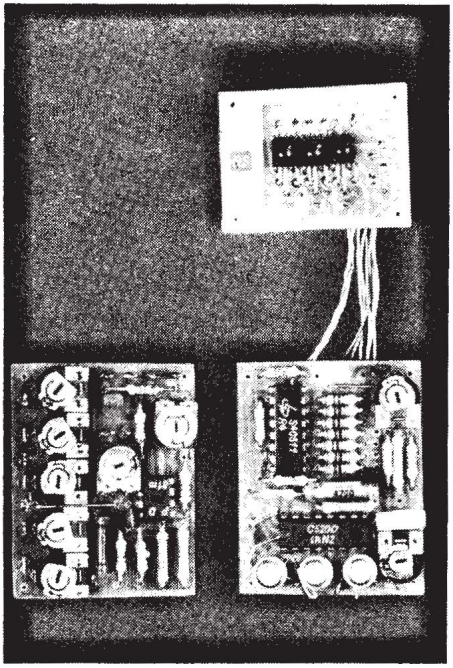


Bild 7.7
Muster einer „multiplexverdrahteten" *VQB 37*-Anzeigeplatte nach Bild 6.4 zusammen mit Minimetermodul nach Bild 7.5 und Ohmmetermodul nach noch folgendem Bild 8.4

Für das Mustergerät stand eine *VQD 30* zur Verfügung. Eine solche Anzeige dürfte noch bei vielen vorhanden sein. Anderenfalls benutzt man die in Abschnitt 6. vorgestellte Anzeigeleiterplatte für *VQB 37* (Muster siehe Bild 7.7). Das bringt übrigens den Vorteil des nicht in den Multiplex einbezogenen Dezimalpunkts. Dabei bietet es sich an, die Wertausgabe durch einen mitleuchtenden Dezimalpunkt eindeutig zu gestalten. Mehr dazu in Abschnitt 7.4.
Als zunächst bequemste, wenn auch im großen Rahmen nur noch für die Ersatzbestückung zugelassene Spannungsquelle wurde eine *3 R 12* benutzt. Der Übergang auf 2 0,5-Ah- oder auf 3 0,25-Ah-Akkumulatoren bringt sogar noch Platzvorteile. Allerdings legt der Einsatz eines 0,25-Ah-Akkumulators eine andere Gehäusegestaltung nahe. Die zweckmäßigste Anordnung von 2 x „0,5 Ah" ergibt sich aus Bild 7.8, das außerdem einen Blick in das Gehäuse bei herausgenommener Leiterplatte gewährt. Man erkennt die mit 3 Meßgeräteklemmbuchsen versehene Stirnplatte. Sie besteht, wie

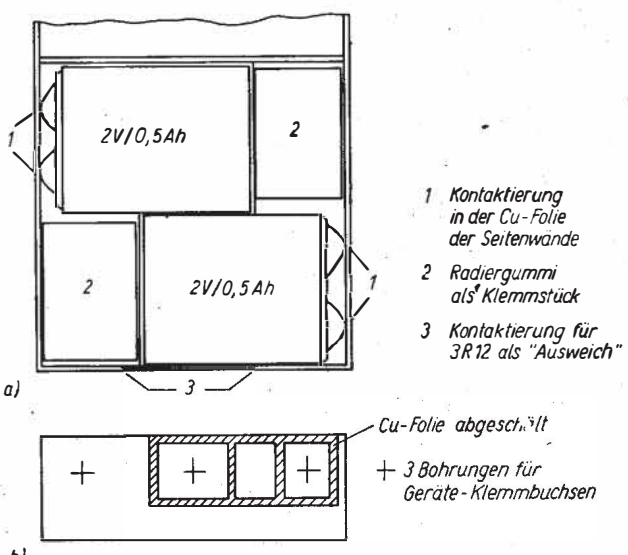


Bild 7.8 a – Vorschlag für den Einsatz von 2 Bleiakkumulatoren zu 0,5 Ah in der Batteriekammer des „Minimeters"; b – Gestaltung der Stirnplatte mit den 3 Gerätebuchsen für Masse, Strom und Spannung

die ihr gegenüberliegende Platte, aus 1seitig, das übrige Gehäuse aber (im Muster) aus 2seitig kaschiertem Glasfaser-Epoxidharz-Halbzeug, wie es im Amateurbedarfshandel erhältlich ist. Man kann es sogar schon mit einer stabilen Foto-Hebelschere schneiden. Das Gehäuse läßt sich so recht bequem zusammenlöten.

Der Raum für die Leiterplatte wurde isolierend ausgekleidet. Die Stirn- und die ihr gegenüberliegende Platte mit nach innen gedrehter Folienfläche enthalten einfache „Leiterbilder". Sie lassen sich durch Ritzen und Abschälen gewinnen. Dadurch ist es an der Buchsenplatte möglich, die 3 Bereichswiderstände unterzubringen, während die andere Platte im Mustergerät für die selbstfedernden Kontakte der *3 R 12*-Batterie strukturiert worden ist. Als Minusleitung fungiert die Innenfolie des Gehäuses, die Plusleitung wird längs der Unterkante zum Schalter geführt. Den oberen Abschluß der Batteriekammer bildet ein schmales Halbzeugstück. Darüber befinden sich die beiden *Simeto*-Schiebeschalter für die Bereichswahl und für die Batterie. Sie sollten ursprünglich an der Begrenzungsplatte der Batteriekammer angelötet werden. Das bringt jedoch Probleme wegen der Buchsen, wenn die Leiterplatte einmal herausgenommen werden soll. Sofern man nicht das Gehäuse aus gelötetem Rahmen sowie oben und unten (z. B. über Gewindebolzen) angeschraubter Deck- und Bodenplatte zusammensetzt, ist die gewählte Anordnung daher günstiger. Das ganze Gerät war ursprünglich als reines Testobjekt gedacht, so daß minimaler konstruktiv-technologischer Aufwand gerechtfertigt schien. Es hat sich jedoch in der täglichen Praxis auf Grund seiner „Handlichkeit" so gut bewährt, daß der Autor den Aufbau als Dauerzustand akzeptiert hat. Die beiden Schalter sind bei dieser Lösung gemeinsam herauszunehmen, denn ihre auf Grund der Gehäusebreite überlappten Befestigungslaschen wurden zusammengelötet. Vorher sollte man die untenliegende Lasche z-förmig abwinkeln, damit eine glatte Gesamtfläche entsteht (Details siehe Bild 7.9). Die außenliegenden Laschen werden in Gehäuseaußenbreite nach oben abgewinkelt und bei 1,5 mm Höhe abgeschnitten und entgratet.

Sowohl die Seitenwände wie auch die Deckplatte erhalten entsprechende Aussparungen. Das Schalterpaar gleitet nun beim Einsetzen in die Wandaussparungen, wird dadurch in seiner Lage fixiert und arretiert anschließend auch die Deckplatte, die dann nur noch leicht befestigt zu werden braucht. Bild 7.9 vermittelt einen Ein-

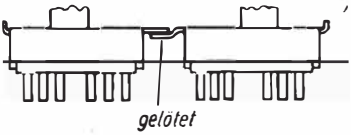


Bild 7.9
So werden die beiden *Simeto*-Schalter mecanisch verbunden und für den Einsatz im Gehäuse vorbereitet

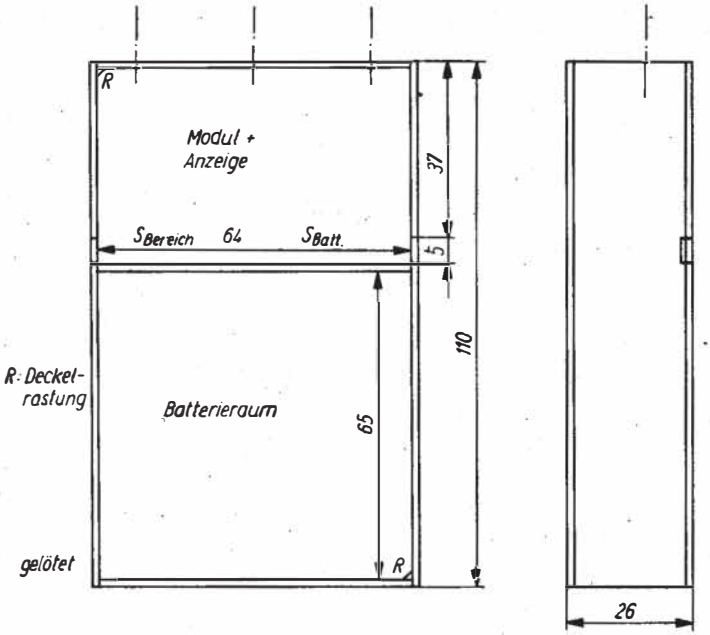


Bild 7.10 Hauptmaße des Mustergeräts (auch für Flachbatterie statt 2 × Akkumulator geeignet)

druck von der Schalteranordnung. Die Hauptmaße des Gerätes (Richtwerte sind von der Batteriewahl bedingt!) zeigt Bild 7.10. Neben den Schlitzen für die beiden Schalter enthält die Deckplatte (siehe Bild 7.6) nur die aus optischen Gründen auf die Gesamtbreite der *VQD 30* gezogene schmale Öffnung für die Anzeige. Durch einen Streifen roter Bastelfolie, der sich innen befindet, läßt sich besonders eine ungefärbte *VQD 30* besser erkennen. Aber auch bei der *VQB 37* ist er nützlich, da in der gewölbten Plastverkleidung sonst störende Reflexionen des Umgebungslichts auftreten.

Ohne Buchsen hat das Muster die Maße 110 mm x 66 mm x 26 mm, seine Masse beträgt etwa 230 g. Für die Außengestaltung empfiehlt sich entweder „typofix"-Beschriftung oder ein von einer solchen Vorlage gewonnener Positiv- oder Negativfilm (je nach Kopierlack) zur fotomechanischen Bearbeitung. Die Deckplatte sollte aus Schirmgründen durch herausgeätzte Partien beschriftet werden. Bei einer doppelseitig kaschierten Deckplatte kann man das Verfahren dagegen auf folgende Weise stark vereinfachen: ätzfestes Abdecken der Rückseite mit Lack oder geeigneter Klebefolie, Abreiben der Beschriftung mit „typofix"-Buchstaben und -ziffern auf die gesäuberte Oberseite, Ätzen und anschließendes Schutzlackieren. Wegen des hochohmigen Eingangs dieses Gerätes ist Schirmen auf jeden Fall zu empfehlen.
Bei Strommessungen über die *I*-Buchse gegen Masse kann zwar der Bereichsschalter im Prinzip beliebig stehen, doch gerade bei dieser Variante mit 10 MΩ Eingangswiderstand sollte man auf „10 V" schalten, um Nullpunktprobleme zu umgehen. Der Eingang ist dann mit 1 MΩ abgeschlossen, zwischen 11 und 10 des *C 520 D* wirken also 2 MΩ.
Übrigens darf der niedrige Widerstand von nur 1 Ω zwischen Masse- und Strombuchse nicht dazu verführen, in irgendwelchen Meßaufbauten beide als „quasi-Masse" zu benutzen. Je nach den übrigen Schaltungsverhältnissen kann es über diesen Widerstand bei entsprechenden Masseströmen zu Spannungen kommen, welche die über die Spannungsbuchse gerade durchgeführte Messung völlig verfälschen!

7.4. Dezimalpunkt

Es wäre selbstverständlich auch bei nur 2 Spannungsbereichen günstiger, wenn im „10 V"-Bereich die Anzeige z. B. als 4,56 V und nicht einfach als „456" ausgegeben würde. Beim „1 V"-Bereich bietet sich ein vor den Ziffern stehender Dezimalpunkt an, wenn das auch bei der ohnehin nur ausnahmsweise genutzten Anzeige kleiner negativer Spannungen dann zu einer Ausgabe von z. B. „„A 87" führt, was „-87 mV" heißen würde. (Der CMOS-Decoder gibt ja Minus des *C 520 D* als großes A aus und negative Bereichsüberschreitung durch AAA, während er positive Bereichsüberschreitung als „bbb" anzeigt.) Ein vor dem Meßwert stehendes

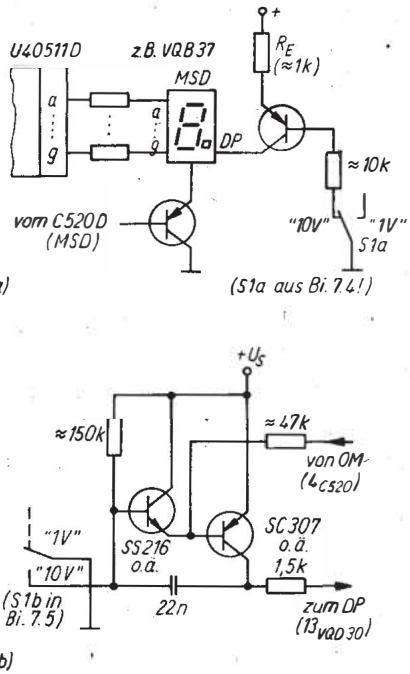


Bild 7.11
a – Kommaschalter für den Bereich 9,99 V bei Display mit *VQB 37*; b – für „Minimeter" geeignete Variante (Dezimalpunkt nur für 9,99 V); c – Vorschlag für Bereiche 9,99 V und 99,9 V bei frei verfügbarem Schalterteil

Minuszeichen ist auch nur im *VQD 30*- (bzw. *VQD 32*-) Display möglich, während man es bei der *VQB 37* durch eine zusätzliche *VQA 15* realisieren muß. Dafür läßt es sich – wie auch die einzelnen herausführbaren Dezimalpunkte der 3 *VQB 37* – leicht von außen ansteuern. Bei der Multiplexanzeige mit einem ebenfalls bereits für Multiplexbetrieb verdrahteten Komma neben jeder der Stellen (also z. B. bei *VQD 30*) müßte die Kommaansteuerung mit der Digitsteuerung gekoppelt werden. Das bedeutet Zusatzaufwand, der sich nicht mehr im Grundbaustein unterbringen läßt. Kommaumschaltung bedeutet außerdem mehr Schalteraufwand. Für die Grundausführung des „Taschen-Minimeters" ist daher in der Auslegung mit *VQD 30* zunächst auf die Kommaausgabe verzichtet worden. Bild 7.11a zeigt, wie man beim Einsatz von *VQB 37* zumindest für den 10-V-Bereich (was ja meist genügen dürfte) ein Komma schalten kann. Das läßt sich durch doppeltes Ausnutzen der Schalterseite für die zuerst in Bild 7.4 diskutierte Eingangs-

widerstandsbegrenzung aus Nullpunktgründen recht einfach erreichen. Bei „10 V" ist der Schalter geöffnet. Da es sich um die sonst noch nicht benutzte Seite des *Simeto*-Schalters für die Bereichswahl handelt, kann auf den freien Kontakt die Verbindung zu einem pnp-Ansteuertransistor für den Dezimalpunkt der „MSD"-*VQB 37* gelegt werden. Dieser Transistor und seine beiden Widerstände lassen sich leicht auf der im Leiterbild entsprechend erweiterten Displayleiterplatte unterbringen. Platz ist dort dafür noch vorhanden. Der optimale Wert von R_E ist am besten zu erproben. Er hängt u. a. von Batteriespannung und Anzeigeexemplar ab. Man bedenke, daß dieser Punkt zwangsläufig durch die Digitsteuerung ebenfalls vom Multiplextakt gesteuert wird. Er erhält immer dann Strom, wenn der MSD-Transistor leitet.

Das richtige Komma in einer *VQD 30* o. ä. läßt sich steuern, wenn man einen zweiten zusätzlichen Transistor aufwendet. Die insgesamt 6 neuen Bauelemente in Bild 7.11b arbeiten wieder wie im Vorschlag nach Bild 7.11a mit der freien Schalterseite des Bereichsschalters zusammen. So wird beim Bereich „9,99 V" ein Dezimalpunkt im MSD ausgegeben. 999 mV bleiben ohne Zusatzkennung. Nachteilig ist diese Lösung beim Anstecken des „99,9 V"-Teilers. Da er – bedingt durch die Gesamtschaltung des „Minimeters" – im 9,99-V-Bereich betrieben wird, kann diese Anzeige verwirren. Man versehe daher den Vorteiler nicht mit dem Spannungswert, sondern beschrifte ihn mit „x 10". Dann stimmt die Anzeige wieder.

In der Meßpraxis z. B. des Kfz-Elektrikers wird ein 1-V-Bereich nicht benötigt. Ein für die Bereiche 10 V (bisherige *Trabant*-Anlagen u. ä.) und 100 V (alle 12-V-Systeme) ausgelegtes „Minimeter" hat einen völlig frei verfügbaren Umschalterteil, so daß man nach Bild 7.11c verfahren kann. Der Eingangsteiler wird z. B. nach Bild 7.2 gestaltet, wobei der oberste Schaltkontakt entfällt und damit auch der sonst sinnvolle R_E-Schaltkompromiß.

8. Meßgeräte mit dem C 520 D

8.1. Grundgerät

Die Leiterplatte aus Abschnitt 7. ist mit geringfügigen Änderungen im Grunde bereits als mögliches Kernstück beliebig gestalteter Geräte anzusehen. Das ergibt sich aus der weitgehend identischen Anschlußbelegung der 3 verfügbaren Decodergruppen. Lediglich in den „Spezialanschlüssen" 3, 4 und 5 weichen sie voneinander ab. Diese Anschlüsse sind daher noch nicht erwähnt worden.
Allerdings könnte z. B. der Eingang „BI" bei batterieschonenden Anwendungen eine Rolle spielen, und zwar bezüglich Helligkeitssteuerung bis zum Extremwert „aus". Wie erkennt man dann, daß das Gerät doch weiterhin Betriebsstrom aufnimmt? Der beim *D 147 D* und beim *U 40511 D* als „Lampentest" benutzte Eingang (L ergibt Ausgabe einer 8) ist beim *D 346 D* und beim *D 348 D* mit einem Widerstand zu beschalten, der die Höhe des Ausgangsstroms festlegt. Beim *D 345 D* und beim *D 347 D* hat er keine Funktion.
Dem Anschluß 5 kommt beim *U 40511 D* normalerweise eine besondere Bedeutung zu, weil mit ihm der letzte eingegebene Wert gespeichert und ständig angezeigt werden kann, sofern man diesen Anschluß von L auf H schaltet und die Anschlüsse 3 und 4 auf H liegen. Allerdings verfügt der *C 520 D* selbst über die Betriebsart „hold", so daß man Anschluß 5 fest auf L legen kann. Das wiederum darf man bei den Schaltkreisen *D 345 D* bis *D 348 D* nur tun, wenn Anschluß 4 auf H liegt, sonst geht – funktionsgemäß – das Display aus.
Zusammengefaßt: Alle 3 Decodergruppen eignen sich für die Leiterplatte nach Abschnitt 7. Sieht man von den unterschiedlichen Belegungen der Anschlüsse 3 bis 5 (Tabelle 8.1.) ab, so ist es zunächst gleichgültig, welcher Decodertyp eingesetzt wird. Es spielt auch keine Rolle, ob die Anzeigen gemeinsame Anode oder gemeinsame Katode haben. Bei den TTL-Decodern sind betriebsspannungs- und damit auch ansteuerseitig die üblichen Toleranzen (5 V ± 5%) einzuhalten, doch kann im vorliegenden Zusammenhang meist noch mit 4,5 V operiert werden. Auch bei 5,5 V ist im allgemeinen noch nichts zu befürchten.

Tabelle 8.1. Unterschiedliche Belegung der Anschlüsse 3, 4 und 5 bei den verschiedenen Decodertypen

Anschluß	3	4	5
D 147 D	H*	H*	H*
D 345/D 347 D	H*	H*	H*
D 346/D 348 D	R	H*	H*
U 40511 D	H	H	L

R heißt Programmierwiderstand
(Stromquelleneinstellung)
H* bedeutet H oder notfalls unbeschaltet lassen

Da anzeigeseitig bereits Leiterplattenempfehlungen gegeben worden sind, dürfte nun das Aufbereiten von Meßwerten und -größen interessieren, die außerhalb von direkt oder über Spannungssteiler meßbaren Gleichspannungen liegen.

8.2. Meßverstärker

Zum *C 520 D* passen am besten moderne BIFET-Operationsverstärker der Reihe *B 080 D* bis *B 084 D*. Ihre zum Manuskriptzeitpunkt dokumentierten Eigenschaften und Eigenmessungen an Exemplaren der 1982er Fertigung zeigten, daß man mindestens auf der negativen Seite eine Betriebsspannung von > 4,5 V bereitstellen muß. Die positive Betriebsspannung darf nach eigenen Erfahrungen wesentlich niedriger liegen, wenn die Aussteuerung klein bleibt. Dafür wurden etwa 2 V als Grenze ermittelt. Sowohl Nullpunktverschiebung wie auch zunehmend schlechtere Verstärkungseigenschaften machen sich in der Nähe dieser Grenzen bereits bemerkbar. Sie werden daher nur zur Orientierung genannt. In Verbindung mit der positiven Versorgungsspannung des *C 520 D* von (im Mittel) 5 V braucht man bei Einsatz eines oder mehrerer *B 081 D* o. ä. noch eine negative Spannung gleicher Größenordnung. Sie wird mit etwa 2 mA je Verstärker belastet.
Die BIFET-Operationsverstärker haben bis auf diese derzeitige Beschränkung hinsichtlich Mindestspannung gegenüber rein bipo-

laren Typen eine Reihe deutlicher Vorzüge. In Stichworten sind typische Eigenschaften der *B 080*-Typen u. a. (soweit Kennwerte, auf ± 15 V Betriebsspannung bezogen):

- extrem hoher Eingangswiderstand (Größenordnung $10^{12}\ \Omega$)
- äußerst kleiner Eingangsstrom (Biasstrom), maximal etwa 0,5 nA, typisch 30 pA, der als Gatereststrom der Eingangstransistoren allerdings stark mit der Temperatur zunimmt; er verdoppelt sich je 10 bis 20 K
- ebenfalls sehr kleiner Eingangsoffsetstrom (typisch 5 pA, maximal etwa 0,2 nA)
- dadurch in den meisten Fällen sehr hohe Werte für die externe Widerstandsbeschaltung möglich
- ausgangsseitig kurzschlußfest bis zur zulässigen Verlustleistung
- Eingangsoffsetspannung (bis auf *B 082* und *B 084* an speziellen Anschlüssen abgleichbar) typisch 5 mV, maximal 15 mV
- Gleichtaktunterdrückung typisch 76 dB (U_{CM} ± 10 V, R_S = 10 kΩ)
- Betriebsspannungsunterdrückung ebenfalls typisch 76 dB (R_S = 10 kΩ, $\triangle U_S$ = 20 V)
- zulässige Gleichtakteingangsspannung ± 15 V bzw. ± U_S
- zulässige Differenzeingangsspannung ± 30 V
- maximale Betriebsspannungen + 18 und −18 V
- zulässige Verlustleistung bei ϑ_a = 25 °C 680 mW
- Betriebstemperaturbereich 0 bis 70 °C
- Großsignalverstärkung (R_L = 2 kΩ, U_0 = ± 10 V) typisch 70 V/mV, mindestens 25 V/mV
- Slew-Rate 6 V/µs
- Transitfrequenz 3 MHz
- TK der Eingangsoffsetspannung 16 µV/K zwischen 0 und 70 °C
- Aussteuerungsbereich der Ausgangsspannung typisch 27 V, mindestens 24 V bei R_L = 10 kΩ, 24 bzw. 20 V bei R_L = 2 kΩ (U_S = ± 15 V)

Man erkennt daraus auch eine Reihe von Anwendungsgrenzen, z. B. hinsichtlich des zuletzt genannten Aussteuerbereichs. Temperaturprobleme wird es bei Präzisionsanwendungen sicherlich irgendwann auch durch den TK der Eingangsoffsetspannung geben. Für die im folgenden beschriebenen Anwendungen geht es aber vorrangig darum, verläßliche Meßwiderstände mit geringem TK für die nun einmal die Qualität jeder Messung entscheidenden Spannungsteiler zu erreichen. Bild 8.1 zeigt die Anschlußbelegung

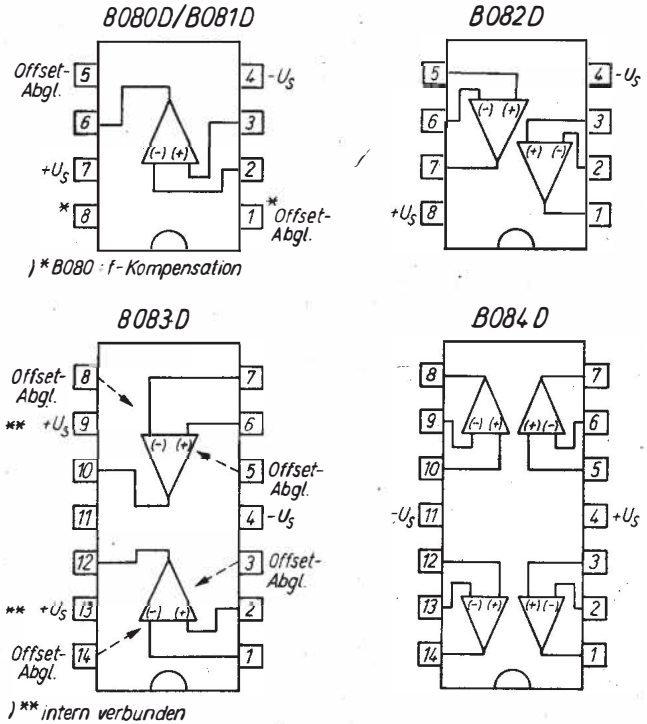


Bild 8.1 Anschlußbelegung der BIFET-Operationsverstärker *B 080* bis *B 084*

der 5 Typen dieser Reihe. Im folgenden wird hauptsächlich der *B 081 D* benutzt. Setzt man den *B 080 D* ein, muß zwischen den Anschlüssen 1 und 8 ein Kompensationskondensator (Richtwert 18 pF) eingeführt werden.

Ein für den *C 520 D* dimensionierter Meßvorsatz für die Anzeige von 0 bis +99,9 mV bzw. 0 bis −9,9 mV mit der „märchenhaften" Stromdämmung von 200 MΩ/V läßt sich gemäß Bild 8.2 schnell bauen. Mit 2 noch gut beherrschbaren 10-MΩ-Widerständen wird ein Eingangsteiler 2 : 1 realisiert, der bei 20 MΩ Gesamteingangswiderstand mit 10 MΩ Serienwiderstand einen guten Überlastungsschutz für den Eingang des Operationsverstärkers gewährleistet. Außerdem ergibt sich ein gegen Störwechselspannungen

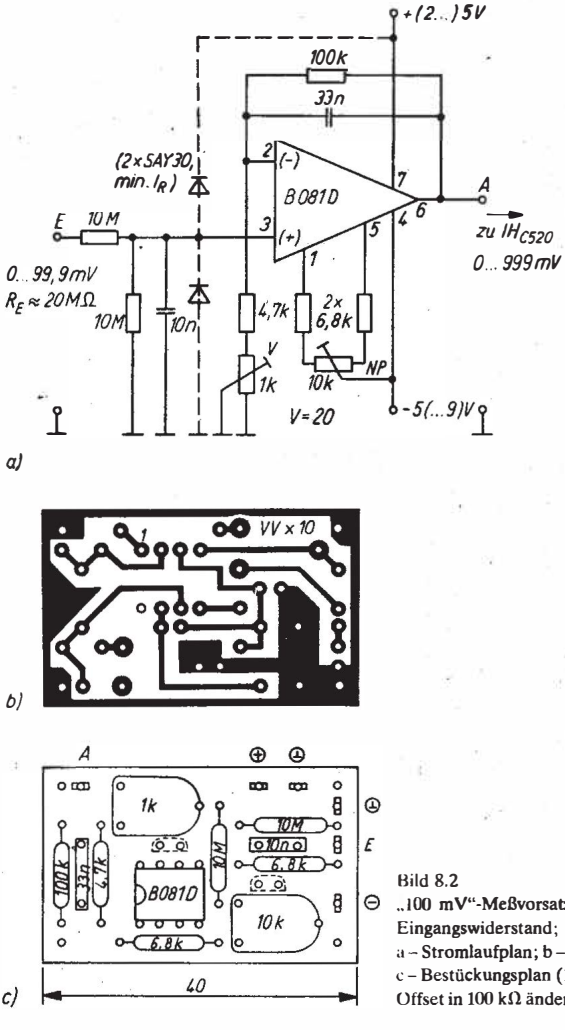


Bild 8.2
„100 mV"-Meßvorsatz mit 20 MΩ Eingangswiderstand;
a – Stromlaufplan; b – Leiterbild;
c – Bestückungsplan (10 kΩ für Offset in 100 kΩ ändern!)

recht wirksamer Tiefpaß zusammen mit dem 10-nF-Kondensator gegen Masse. In ungünstigen Fällen kann die Störunterdrückung durch einen Gegenkopplungskondensator vom Ausgang auf den invertierenden Eingang unterstützt werden.

Damit dem *C 520 D* bei 99,9 mV Eingangsspannung 999 mV zugeführt werden, muß der Verstärker das auf 2 : 1 geteilte Eingangssignal 20fach verstärken. Da der nichtinvertierende Operationsverstärker immer um 1 mehr verstärkt, als dem Verhältnis der Gegenkopplungswiderstände entspricht, ist ein Verhältnis von R2 : R1 wie 19 : 1 einzustellen. Das muß man aber nur dann genau einhalten, wenn der Vorverstärker universell bleiben soll. Universell heißt in diesem Zusammenhang, daß er sowohl mit beliebigen *C 520 D*-Bausteinen mit genau eingestellter Eingangsempfindlichkeit von 999 mV als auch mit Zeigerinstrumenten für 1 V Vollausschlag ohne Neueinstellen zusammenwirken kann.

Im Falle des in Abschnitt 7. beschriebenen „Minimeters" kann man sich vorstellen, daß dieses um eine Buchse erweitert wird (oder die Strombuchse wird „umfunktioniert" bzw. umgeschaltet). Den Vorverstärker steckt man dann bei Bedarf an, denn das Messen so kleiner Eingangsspannungen wird nicht gerade täglich erforderlich sein. Über die Hilfsbuchse entnimmt man die positive Betriebsspannung dann dem „Minimeter". Der Verstärkerzusatz braucht nur noch eine negative Betriebsspannung, für die drei 0,25-Ah-Bleiakkumulatoren oder eine 9-V-Kompaktbatterie eine günstige Langlebensdauerspannungsquelle kleinen Volumenbedarfs darstellen.

Wird der Vorverstärker in das entsprechend geräumigere Gerät einbezogen, ist es sinnvoller, ihn ständig mitzubenutzen. Dadurch gibt es gar keine Eingangsproblematik mehr gegenüber dem *C520 D* allein (10 oder 20 MΩ Eingangswiderstand sind ja jetzt mühelos erreichbar), allerdings um den Preis einer „in etwa" symmetrischen Versorgungsspannung, was u. a. auch einen 2poligen Batterieschalter bedingt. Eine Zeitautomatik würde in einem solchen Falle ebenfalls größeren Aufwand erfordern, wobei am besten die im positiven Zweig angeordnete Automatik den negativen Zweig mitsteuern müßte. Die feste Kopplung von Vorverstärker und *C 520 D* macht prinzipiell einen genauen Abgleich des Vorverstärkers unnötig. Dadurch kann der verstärkungbestimmende Spannungsteiler aus 2 Festwiderständen bestehen, was ihn bezüglich der Langzeitstabilität verbessert. Am *C 520 D* wird dann der Endwert abgeglichen. Geht man von einer mit Schutzwiderstand ergänzten Teilerkette aus, sind jetzt die Teilwiderstände so zusammenzusetzen, daß das Verhältnis des Gesamtwiderstands (R_o + R_u) zum unteren Teilwiderstand (R_u) stets doppelt so groß wie der

gewünschte Teilerfaktor bleibt, da im aktiven Teil, bezogen auf den angezeigten Wert, 20fach verstärkt wird. Beispiel: U_E-Bereich „10V" (exakt 9,99 V), also Teilerfaktor auf 0,1 V: 100. Daher $R_o + R_u = 2 \cdot 100 \cdot R_u$ mit der Bedingung $R_o + R_u = 20\,M\Omega$. Das ergibt $R_u = 20\,M\Omega/200$ oder 100 kΩ. Baut man die Teilerkette so auf, bleibt der Vorwiderstand 10 MΩ, aber die anderen 10 MΩ sind gestuft in z. B. 10 kΩ (für 100 V als größten Bereich im Beispiel), 100 kΩ (für 10 V), die aus 90 kΩ und 10 kΩ bestehen, 1 MΩ (für 1 V), bestehend aus 10 kΩ + 90 kΩ + 900 kΩ, und 10 MΩ, also 9 MΩ plus Summe der schon genannten.
Bild 8.3a zeigt den so zusammengesetzten Teiler. Es wird sicherlich gelingen, aus einem Sortiment „9,1er"-Standardwerte (91 kΩ, 910 kΩ, 9,1 kΩ) solche Werte auszumessen.
Eine Alternative nach Bild 8.3b geht von „10er"-Standardwerten aus und benötigt dafür zusätzlich 1,1 MΩ vor dem 10-MΩ-Schutzwiderstand, so daß R_{Eges} 22 MΩ wird (22,222 MΩ). Der untere Teil des Spannungsteilers kann sofort wieder für Strommeßbereiche ausgenutzt werden. Dabei ist der Verstärkungsfaktor von 20 zu berücksichtigen. Für 1 A beispielsweise ergibt sich der bereits etwas problematische Wert von nur 50 mΩ. Dafür haben die Strommeßbereiche, die man nach Belieben bis zu z. B. 9,99 μA Anzeige oder weiter ausdehnen kann, nur einen Eigenspannungsbedarf von 50 mV! Bild 8.3 enthält ein Beipiel.

8.3. Digitales Ohmmeter

Es gibt zahlreiche Lösungsmöglichkeiten für die Aufgabe, einen Widerstandswert in einen ihm proportionalen Spannungswert zu verwandeln und diesen digital anzuzeigen. Mit BIFET-Operationsverstärkern lassen sich dabei Werte um 10 MΩ noch praktisch mit der von den Meßwiderständen vorgegebenen Genauigkeit messen. Nach kleinen Werten zu erreicht man allerdings bald eine von der „Ergiebigkeit" des Operationsverstärkers gegebene Grenze. Daher umfassen solche Einrichtungen meist den Gesamtbereich von 999 Ω für volle Anzeige bis zu 9,99 MΩ, wenn mit einem 3stelligen A/D-Wandler wie dem *C 520 D* gearbeitet wird. Setzt man aber dieser Einheit z. B. den Verstärker entsprechend Abschnitt 8.2. nach, so erhöht sich das bei 1 Ω noch am Ohmmeterausgang erscheinende 1 mV auf 10 mV Anzeige, so daß man bei ei-

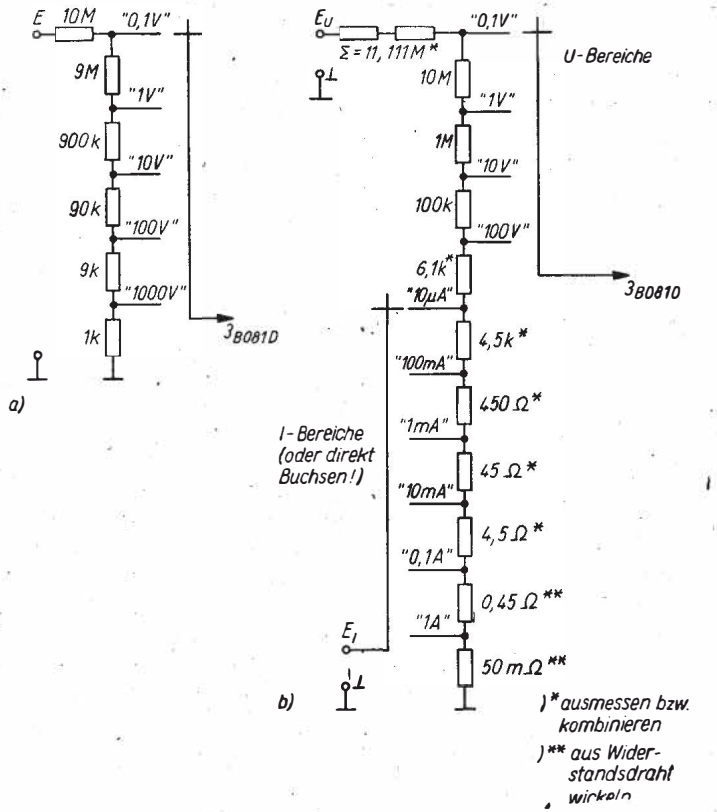


Bild 8.3 Teilerkette in 2 Varianten (a, b) für einen fest im Gerät enthaltenen BIFET-Vorverstärker. Hinter ihm gibt es für den *C 520 D* keine Eingangsstromprobleme mehr

ner Meßunsicherheit von 1 Digit in der letzten Stelle noch 1 Ω mit etwa 10% Unsicherheit anzeigen kann. Ein Ausgangsspannungsteiler von 10 : 1 andererseits gestattet, sofern bei Bedarf mit entsprechend höherer Betriebsspannung (± 15 V) gearbeitet wird, die theoretische Erweiterung des oberen Bereiches von 9,99 MΩ auf 99,9 MΩ – praktisch dann begrenzt durch Isolationswiderstände. Die erste Möglichkeit bezüglich der Untergrenze mag als eines der Argumente dafür gelten, daß es heute sinnvoller ist, miteinander

kombinierte aktive Einheiten aufzubauen, statt zu versuchen, mit einem Verstärker und komplizierten Umschaltern alles zu lösen, was an Meßaufgaben ansteht. Nebenbei ergibt sich noch der Vorteil, solche Einheiten bei Bedarf für unterschiedliche Zwecke parallel einzusetzen.

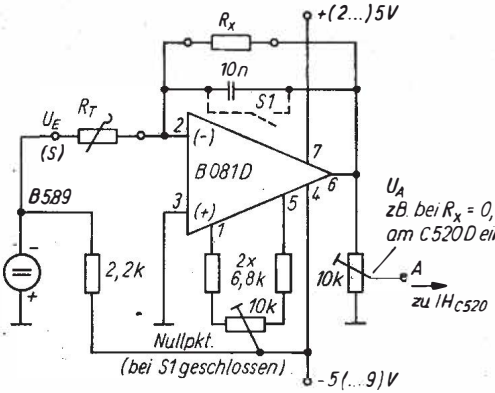
Auch auf die Möglichkeit, mit einer Meßwiderstandskette ein Multimeter für Strom, Spannung und Widerstand zu realisieren, wird in dieser Broschüre aus ähnlichen Gründen verzichtet. Der Ohmmetervorsatz (oder auch das mit einem eigens für diesen Zweck „reservierten" *C 520 D* nur als Ohmmeter realisierte Gerät!) enthält daher nur für Widerstandsmessungen genutzte Widerstände. Dadurch reduziert sich bei einigen Varianten von Ohmmetern der Schalteraufwand auf eine Buchsenzeile.

Bild 8.4a zeigt die Schaltung eines Ohmmetermoduls, der mit entsprechend gewählten Meßwiderständen die eingangs genannten Bedingungen erfüllt. Er gibt den Meßwert gegen Masse aus. Die Schaltung nutzt wieder die ausgezeichnete Konstanz der Referenzspannungsquelle *B 589 N*. Ihr Innenwiderstand läßt sich für den Bereich der angeschlossenen Teilwiderstände vernachlässigen. Damit realisiert die Schaltung in Verbindung mit dem in den Gegenkopplungszweig zu schaltenden Prüfling den klassischen Fall des mit einer „harten" Spannung angesteuerten invertierenden Operationsverstärkers. Es gilt also

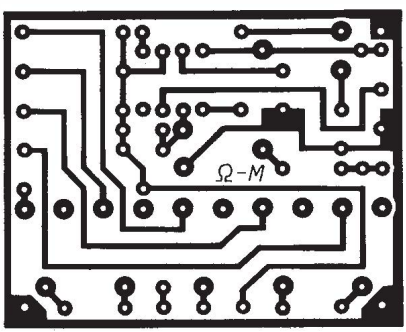
$$U_A = U_E \frac{R_X}{R_T} \text{ oder } R_X = R_T \frac{U_A}{U_E} .$$

Wählt man wieder dekadisch gestufte R_T-Werte, so ist für $R_X = R_T$ (Verstärkung = 1) $U_A = U_E$. Das wären aber 1,23 V. Sie lassen sich jedoch ausgangsseitig mit einem zweckmäßigerweise durch Begrenzungswiderstände „treffsicher" und zeitlich stabiler gemachten Stellpotentiometer (am besten ein Spindeltyp) auf genau 999 mV für $R_X = 0{,}999\, R_T$ einstellen. Dieser an sich einmalige Abgleich, für den alternativ auch der Endwertabgleich im Falle eines fest mit diesem Modul verbundenen *C 520 D* herangezogen werden kann, läßt sich zu Eichzwecken jederzeit wiederholen. Dazu kann man einen Widerstand mit beliebigem, aber genau bekanntem Wert (möglichst z. B. zwischen 900 und 990 Ω bzw. kΩ liegend) bereithalten, der im entsprechenden Bereich gemessen wird.

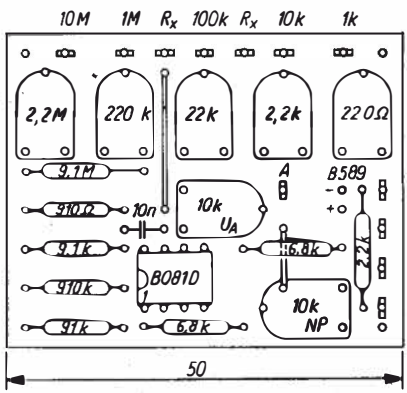
Parallel zu den Meßklemmen empfiehlt sich ein Kurzschlußschal-



R_T: Teilerwiderstände 1k/10k/100k/1M/10M



b)



c)

Bild 8.4
Ohmmetermodul als Vorsatz für Digitalvoltmeter mit *C 520 D*;
a – Stromlaufplan;
b – Leiterbild;
c – Bestückungsplan (Muster siehe mit in Bild 7.7!); 10 kΩ für Offset in 100 kΩ ändern!

ter, bei dessen Betätigen vor dem Messen der Nullpunkt kontrolliert und ggf. korrigiert werden kann.
Entsprechend den einleitenden Bemerkungen zum Betriebsspannungsbereich braucht dieser Modul wieder wenigstens +2 V (besser +4 V) und −4,5 V Betriebsspannung. Die positive läßt sich auf gleiche Weise durch Anstecken des Moduls z. B. an das „Minimeter" aus diesem gewinnen, für die negative empfiehlt sich wieder eine 9-V-Batterie oder eine Kombination aus 3 Bleiakkumulatoren zu je 2 V und 250 oder 500 mAh Kapazität. Soll das Gerät völlig eigenständig arbeiten, so sind 2 bis 3 Akkumulatoren für die positive und 3 für die negative Seite eine günstige Langzeitquelle, mit der Netzstörungsproblemen bei Speisung aus einem Transformatornetzteil aus dem Wege gegangen wird.
Für die 5 Widerstandsbereiche eignet sich z. B. ein kleiner *Febana*-Drehschalter, oder man steckt einfach mit einer Prüfschnur den gewünschten Bereich.
Auf der Leiterplatte nach Bild 8.4b können diese ausgemessenen Widerstände gut untergebracht werden, wenn man sich mit handelsüblichen Exemplaren etwa der Baugröße 3 x 11 des kleinsten erhältlichen TK zufriedengibt. Die Platte gestattet dabei sogar, Werte durch Parallelschalten genauer zu realisieren.
Auch für das Ohmmeter kann ein eigenes Gehäuse ähnlich dem des „Minimeters" gebaut werden, dessen Maße von den gewählten Spannungsquellen, der Anzeige und dem benutzten Schaltertyp abhängen. Durch die Anpassung der Plattenmaße an die des *C 520 D*-Moduls nach Abschnitt 7. erhält man günstige Voraussetzungen für ein optimales Volumen.

8.4. Digitalthermometer

Im folgenden werden Möglichkeiten für das Messen von Temperaturen in Verbindung mit dem *C520 D* vorgestellt. Diese Lösungen mit dem Temperatursensor *B 511 N* sind nur einige von vielen denkbaren und erheben keinen Anspruch darauf, bereits die bestmöglichen zu sein.
In Abschnitt 5.4. wurden die unterschiedlichen Fühler vorgestellt, die für den *C 520 D* geeignete temperaturproportionale Spannungswerte liefern können. Jeder von ihnen – auch abhängig vom Typ des eventuell erforderlichen Verstärkers – hat Nachteile.

Der zunächst geringste Aufwand ergibt sich mit der Kombination *B 511 N* als Fühler (temperaturabhängige Stromquelle mit etwa 1 μA/K, siehe Abschnitt 5.4., je nach Anforderungen entsprechende Genauigkeitsklasse benutzen!) und *B 589 N* als Referenzspannungsquelle zum Umwandeln des kelvinproportionalen Meßwerts in eine Celsiusanzeige. Geschieht das ohne Verstärker, erhält man den theoretischen Bereich von −99 bis +999°C, der sich selbstverständlich nur innerhalb der zulässigen Temperaturgrenzen des *B 511 N* nutzen läßt, also zwischen −25 und +125°C, und eben mit exemplarabhängigen Abweichungen vom Realwert, je nach Ausmeßtyp. Auf diesen bezogen, ist auch der rechte Steller in Bild 8.5 einzustellen; die Angabe „273 mV" gilt nur für den Ausmeßtyp m! Bei dieser Eingangsschaltung muß der Anschluß 10 des *C 520 D*-Moduls herausgeführt werden.

Diese Art der Umsetzung von Kelvin in Celsiusgrade entspricht allerdings nur der einfacheren Toleranzabgleichmethode des Einpunktabgleichs. Es ist sinnvoll, zunächst den *C 520 D*-Modul genau abzugleichen. Dann kann er nämlich im ersten Schritt zum Einstellen der von der Ausmeßklasse abhängigen Bezugsspannung am Teiler parallel zur 1,23-V-Referenzquelle benutzt werden. Anschließend trennt man den bei dieser Messung noch mit Masse verbundenen Anschluß 10 für die einfache Meßschaltung nach Bild 8.5 auf und legt ihn an diese Referenzspannung. Deren Konstanz hängt wesentlich vom benutzten, möglichst noch mit temperaturstabilem Festwiderstand begrenzten Stellpotentiometer ab. (Diese Bauelemente spielen in allen beschriebenen Schaltungen eine große Rolle.) Gleiches gilt für den Arbeitswiderstand der (gewollt)

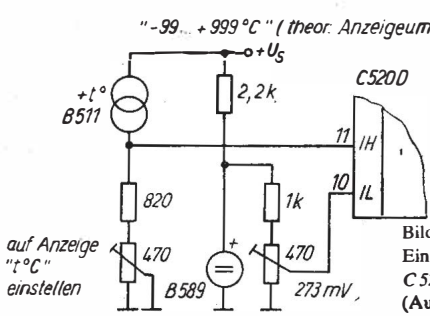


Bild 8.5
Einfacher Thermometereingang für *C 520 D*, nur „Einpunktabgleich" **(Ausmeßklasse m)**

temperaturabhängigen Stromquelle. Die Schaltung nach Bild 8.5 läßt also nur einen Einpunktabgleich dieser Stromquelle zu.
Nach dem zum Manuskriptzeitpunkt vorliegenden Datenblatt bringt Einpunktabgleich im Meßintervall von 0 bis 100 °C noch immer einen maximal möglichen Fehler von 14 K beim Grundtyp, der bis zum 4. Ausmeßtyp auf 1,3 % zurückgeht. In der für Zweipunktabgleich empfohlenen Schaltung des Herstellers nach Bild 8.6 lassen sich dagegen bereits beim Grundtyp unter 2,5 K und beim 4. Ausmeßtyp sogar nur 0,2 K erreichen. Für die Schaltung nach Bild 8.5 bedeutet das, den in diesem Falle sicherlich ohnehin ständig als Thermometer genutzten *C 520 D* in seiner Verstärkung der tatsächlichen Fühlersteilheit anzupassen. Mit der für die Ausmeßklasse zutreffenden Bezugsspannung für 0 °C (273 mV bei m) wird daher in diesem Fall in einem Thermogefäß mit Eiswasser (0 °C) zunächst auf 000 mV abgeglichen. Danach setzt man – wie vorher beim Einpunktabgleich – den Fühler einer höheren, mit Vergleichsthermometer gemessenen Temperatur aus. Mit dem Verstärkungspotentiometer am *C 520 D* wird nun die Verstärkung auf den der Temperatur entsprechenden Anzeigewert hin verändert. Dafür steht allerdings kein allzu großer Spielraum zur Verfügung. Im Falle von Bild 8.5 kann der *C 520 D* dann nicht mehr für Referenzspannungskontrollen benutzt werden. (Es sei denn, man notiert den neuen Wert.)
In der Schaltung nach Bild 8.6 gleicht man mit *R*1 den Nullpunkt ab

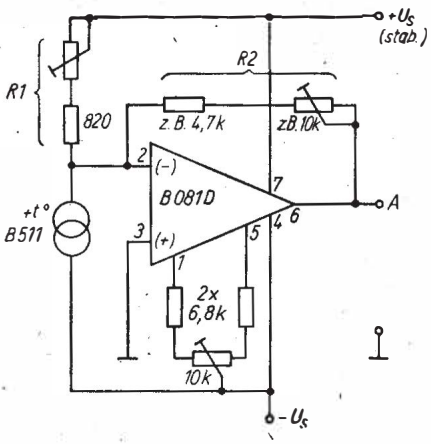


Bild 8.6
Thermometervorsatz mit „Zweipunktabgleich" für genaue Messungen über größeren Bereich. Bitte ergänzen: 4,7 kΩ zwischen $+U_S$ und *R*1, an Verbindungspunkt zu *R*1 *B 589 N* nach Masse legen, Potentiometer *R*1 4,7 kΩ; zwischen (−) und *B 511* Umschalter, an freien Kontakt nach Masse 1 kΩ (diese Stellung für Offsetabgleich); Offsetpotentiometer 100 kΩ statt 10 kΩ

und mit $R2$ den Temperaturstrom bei einer beliebigen höheren Temperatur. Der Ausgang des Operationsverstärkers liefert dann ebenfalls eine celsiusproportionale Ausgangsspannung. Bei diesem Bild ergibt sich auf den ersten Blick die Einsparung der (ohne Verstärker auf jeden Fall) nötigen Referenzquelle. Jedoch verlagert sich die Forderung nach einer stabilen Bezugsspannung nur auf die Betriebsspannung an $R1$, so daß letzten Endes doch nichts gespart wird.

Zweckmäßigerweise wird man also auch für diese Variante von einer mit *B 589N* stabilisierten positiven Spannung ausgehen, auf die der Nullpunkt zu beziehen ist. In der Schaltung nach Bild 8.6 gleicht man zunächst die Offsetspannung auf 000 mV am Ausgang ab. Dazu wird der invertierende Eingang vom Meßzweig getrennt und über etwa 1 kΩ an Masse gelegt. Das ergibt eine Verstärkung in der Größenordnung von 10 und damit einen gut beherrschbaren Offsetabgleich. Nun wird der Fühlerzweig mit dem invertierenden Eingang verbunden, und Fühler sowie Vergleichsthermometer werden auf 0°C gebracht. An $R1$ stellt man jetzt einen solchen Strom in Richtung der „virtuellen Masse" ein (die der invertierende Eingang darstellt, da der nichtinvertierende auf Massepotential liegt), daß die Ausgangsspannung wiederum zu 0 wird. Anschließend ist an $R2$ bei einer beliebigen positiven Temperatur bis maximal 99,9°C die Steilheit der Kennlinie über die Verstärkung des Operationsverstärkers einzustellen. Der bei 0°C aus der virtuellen Masse zum Fühler fließende Strom hat nach Nullabgleich die gleiche Größe wie der von $R1$ her in sie hineinfließende. Daher muß die dazu benutzte Spannung entsprechend stabil sein. Ändert sich jetzt der Strom vom Fühler her in positiver Richtung, weil seine Temperatur steigt, so wird er nicht mehr durch den von $R1$ kommenden Strom, sondern vom Ausgang des Operationsverstärkers kompensiert. Der Ausgang nimmt daher die Spannung $U_A = \triangle I_E \cdot R2$ an, wenn $\triangle I_E$ die Stromänderung (sie kann – bei negativen Temperaturwerten in °C – auch negativ sein) gegenüber dem bei 0°C fließenden Wert ist. Der gesamte Temperaturmeßmodul realisiert nach Abgleich damit die Funktion $U_A = \triangle I_E \cdot R2 = K \cdot \triangle \vartheta R2$. Für genau $K = 1\ \mu A$ und die Wunschfunktion $U_A = 10\ mV \cdot \triangle\vartheta$ wird $K \cdot R2 = 10$ mV, d. h., $R2 = 10$ mV/$K = 10$ mV/1 μA. Abweichungen vom Fühler-Soll-Faktor $K = 1\ \mu A$ fängt also $R2$ durch einen um den Faktor der Abweichung größeren oder kleineren Wert auf. So entsteht die weiter vorn ge-

nannte geringe Toleranz beim Zweipunktabgleich. Dieser Modul läßt sich an das „Minimeter" oder jedes beliebige andere Digitalvoltmeter anschließen. Außerdem kann man ihn aber auch mit einem Zeigermeßwerk mit 1 V Vollausschlag koppeln, so daß seine Einsatzmöglichkeiten (wie auch schon die des Vorverstärkers) den Bereich des *C 520 D* anwendungsmäßig überschreiten.
Bei Kombination der Leiterplatte des „Minimeters" mit diesem Modul entsteht wieder ein Einzweckthermometer, das man sinnvollerweise aus einem Klingeltransformator speisen sollte. Es läßt sich dann als ständig anzeigendes Innen- oder (und) Außenthermometer benutzen. Für die Abfrage mehrerer Meßstellen ist es sinnvoll, jede Stelle als „Aktivkopf" mit abgeglichenem Verstärker auszulegen, von dem ein Schirmkabel zum Anzeigeteil mit dem *C 520 D* führt. Die Kombinations- und Einsatzmöglichkeiten sind zahlreich.

8.5. Wechselspannungsmessungen

Es gibt viele Möglichkeiten, Wechselspannungen mit selbstverständlich hochohmigen, das Meßobjekt wenig belastenden Schaltungen so umzuformen, daß sie der (Gleichspannungs-) Messung mit einem A/D-Wandler zugänglich werden. Die mögliche obere Grenzfrequenz wird um so schneller erreicht, je mehr ein solcher „AC/DC-Wandler" auch noch verstärken soll. Bei $V = 1$ gewährt ein Operationsverstärker bis etwa zu einem Hundertstel seiner Frequenz f_T noch genügend lineare Abhängigkeit. 30 bis 50 kHz gelten daher meist als obere Grenze. Für NF-Zwecke genügt das, und oft hat man sogar nur im Netzfrequenzbereich zu messen. In dieser Broschüre soll die Problematik von Wechselspannungsmessungen nicht tiefergehend behandelt werden. Dafür gibt es Spezialliteratur. Jede Messung kann auch nur so genau sein, wie es die Kurvenform zuläßt – Abweichungen von der als Eichgrundlage im allgemeinen vorausgesetzten Sinusform liefern nicht beeinflußbare Meßfehler. Hat man sich darauf geeinigt, Effektivwerte auszugeben, so gilt die bekannte Abhängigkeit bei Sinusform $U_{eff} = 0{,}707\ U_{max}$. Zeigerinstrumente, die mit gleichgerichteten Wechselspannungshalbwellen gespeist werden, reagieren bekanntlich auf den arithmetischen Mittelwert, so daß die angebotene Spannung noch etwa mit dem Faktor 1,12 zu „behandeln" ist.

Auf Grund der Eingangsbedingungen des *C 520 D*, über die weiter vorn gesprochen worden ist, hat nur eine saubere Gleichspannung eine exakte Anzeige zur Folge. Letzten Endes läuft daher die Messung auf eine Spitzenwertanzeige hinaus. Bei einigermaßen sinusförmigen Spannungen wird also zunächst eine auf den Spitzenwert aufgeladene Kapazität benötigt, deren Spannung jedoch mit dem Faktor 0,707 zu bewerten ist. Das kann zweckmäßig schon in der Gleichrichterschaltung selbst getan werden.

Eine brauchbare Industrieschaltung eines aktiven Gleichrichters für die Messung mit einem (hochohmigen) Digitalvoltmeter zeigt Bild 8.7. Die Entladekonstante liegt in der Größenordnung von 1 s und ist damit nicht gerade klein, gewährt aber dadurch auch noch reproduzierbare Messung bei tieferen Frequenzen. Die Schaltung ist gleichspannungsmäßig voll gegengekoppelt, verstärkt also nur Wechselspannungen mit einem durch den Stellwiderstand einstellbaren Faktor. Er läßt sich auf den Wert 0,707 bringen bezüglich der Gleichspannung am Ausgang der Siebkette oder – wie im Muster – auf das 10fache davon. In diesem Falle erhält man 99,9 mV als kleinsten Meßbereich. Die Schaltung arbeitet bezüglich der Ausgangsspannung nur als Einweggleichrichter. Der gegensinnig gepolte Gleichrichter stellt den Pfad für die negative Halbwelle her.

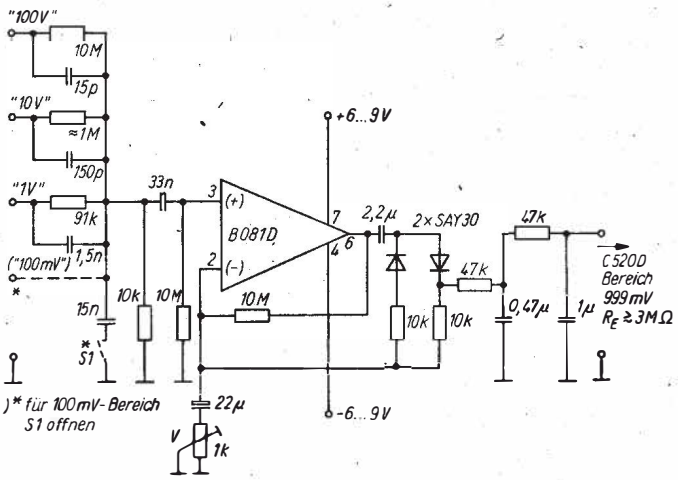


Bild 8.7 Aktiver Gleichrichter ähnlich einer Industrieschaltung

Die Diodenkennlinie beeinflußt nicht die Funktion der Schaltung, die Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers liegt lediglich um den Wert der Flußspannung höher.

Der Kondensator für die Trennung von Wechselspannungsgegenkopplung (über den einstellbaren Teiler) und Gleichspannungsgegenkopplung (voller Wert der Ausgangsspannung am invertierenden Eingang) stellt in seinem Wert einen Kompromiß dar. Je größer er ist, bei um so kleineren Frequenzen arbeitet der Gleichrichter noch genau. Gleichzeitig steigt aber die Entladezeit bei Änderungen der Wechselspannung, also der am Ausgang erscheinenden Gleichspannung.

Für die notwendige Aussteuerung vor dem Gleichrichter ist eine Spannungsversorgung des Moduls von nur ± 4,5 V zu knapp. Es gibt dann bereits Begrenzungen der Signalkurvenform am Ausgang des Operationsverstärkers. Die Folge ist ein mit wachsender Übersteuerung kleinerer wirksamer Verstärkungsfaktor. Bei 780 mV Anzeige am *C 520 D*-Modul setzt diese Begrenzung bei ± 4,5 V Betriebsspannung bereits ein; mehr als etwa 1,25 V lassen sich dann überhaupt nicht anzeigen.

Eine auf ± 6 V erhöhte Betriebsspannung verschiebt diese Grenze weit genug, so daß die Maximalanzeige 999 davon in ihrer Proportion zur anliegenden Eingangsspannung noch nicht betroffen wird.

Der Eingangsteiler nach Bild 8.7 wurde für das Mustergerät gewählt, um die einzelnen Bereiche leichter und unabhängig voneinander abgleichen und kompensieren zu können.

Kompensation ist für höhere Frequenzen schon durchaus sinnvoll, um Schaltkapazitäten abzufangen. Je nachdem, ob die Zeitkonstante von Eingangswiderstand und parallelliegender Kapazität größer oder kleiner als die des Bereichsserienwiderstandes und der dort möglichen Kapazität ist, erhält man bekanntlich mit zunehmender Frequenz eine vom ohmschen Teilerverhältnis abweichende Eingangsspannung. Bei etwa 25 kHz ist mit 3 dB Abfall der Ausgangsspannung die obere Arbeitsfrequenzgrenze des Mustergeräts erreicht, genug für die meisten NF-Meßaufgaben. Nach unten genügt der ermittelte Wert von etwa 20 Hz ebenfalls den Erwartungen. Mit 99,9 mV maximaler Eingangsspannung im kleinsten Bereich kommt man für die tägliche Praxis gut aus. Allerdings ist zu bedenken, daß in der Version nach Bild 8.7 dann der Eingang identisch ist mit dem nur durch einen Keramikkondensator getrennten, nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers.

Sicherer wird ein solcher Modul mit einem Vorwiderstand auch in diesem Bereich, was aber zu höherer Verstärkung zwingt und die obere Grenzfrequenz verringert. Außerdem wird das Meßobjekt jetzt auch kapazitiv stärker belastet.
Bei diesem Versuchsmuster ergab sich auf Grund des wünschenswerten Eingangsspannungsbereichs einerseits ein recht hoher oberster Widerstandswert für 99,9 V, andererseits eben der Wert von nur 10 kΩ für den 99,9-mV-Bereich. Insgesamt dürfte also doch der aus Serienwiderständen bis $R_{ges} = 10\,M\Omega$ gebildete Teiler mit Umschalten des Eingangs auf die verschiedenen Abgriffe je nach Bereich für den Eingangswiderstand bei kleinen Spannungen günstiger sein, wenn das auch bezüglich der Zeitkonstantenfrage neu zu überdenken ist. Die vorgestellte Variante hat zumindest den relativen Vorteil, daß der bei einigen Kilohertz im Bereich 99,9 mV schon auf die Größenordnung von 1 kΩ sinkende komplexe Eingangswiderstand zu einer „störfesteren" Anzeige führt.

8.6. Stromverstärkungsmesser

Wer den Aufwand nicht scheut, kann nach den bekannten Prinzipien der Messung bei Katalogwert des Kollektorstroms den dazu nötigen Basistrom bipolarer Transistoren nun auch digital und damit recht genau messen. Anschließende Quotientenbildung führt zum Wert von B.
Umgekehrt fällt es wesentlich leichter, eine für praktische Verhältnisse brauchbare Meßmethode zu realisieren, bei der mit einem konstanten Basisstrom gearbeitet wird. Das hat den Vorteil, daß sofort der Wert der Stromverstärkung ausgegeben wird – allerdings bei um so höherem Strom, je größer dieser Wert ist. Bild 8.8 erinnert an dieses einfache Prinzip, das nun mit digitaler Anzeige eine schnellere, augenfälligere und bei entsprechender Auslegung

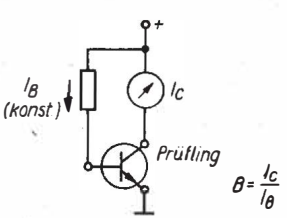


Bild 8.8
Einfache, allerdinga relativ ungenaue Meßmöglichkeit für die Stromverstärkung bipolarer Transistoren

auch eindeutige Anzeige bringt. Im selben Bild wird aber auch klar, daß die bei vielen Typen ausgeprägte Abhängigkeit der Stromverstärkung vom Kollektorstrom das Meßergebnis stark relativiert. Darum muß sich der Konstantstrom wenigstens in 2, besser in 3 Stufen schalten lassen (1 μA, 10 μA, 100 μA), und die Messung sollte auf diese Weise möglichst in einem für den getesteten Typ vernünftigen Kollektorstrombereich bleiben. Der Sofortinformation durch eine 3stellige Zahl, die die Stromverstärkung im Bereich „1 V" (maximal tatsächlich 999 mV) angibt, steht daher ein Mindestaufwand an Überlegung und „Kommaarithmetik" gegenüber. Das heißt, an der vollständigen Schaltung nach Bild 8.9 praktisch demonstriert: Am Meßwiderstand 100 Ω stehen bei 9,99 mA 999 mV. Entstand dieser Kollektorstrom (bzw. bei Vernächlässigung des Basisstromanteils auch der entsprechende Emitterstrom) durch einen Basiskonstantstrom I_B von 1 μA, so ist die Stromverstärkung 9990 („x 10"). War I_B = 10 μA, so weist das Display eine solche von 999 aus („x 1"), und bei I_B = 100 μA ist sie als 99,9 („x 0,1") zu lesen. In allen drei Fällen fließt dabei aber eben ein Kollektorstrom von 9,99 mA. Mißt man einen bei „x 1" zu B = 900 ermittelten Transistor (ein relativ seltener Fall) im Bereich „x 10", so heißt das, man führt ihm 1 μA zu und erhält einen im Display direkt

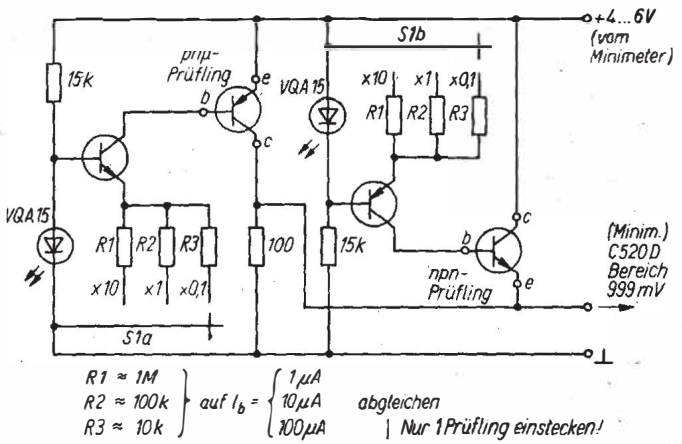


Bild 8.9 Vollständiger Stromverstärkungsmeßzusatz für pnp– und npn-Siliziumtransistoren

mit ablesbaren Kollektorstrom von 0,90 mA – bei B = 900, angezeigt als 090. Meist wird jetzt allerdings die Anzeige niedriger liegen. Das ist beispielsweise bei der Reihe *SF 126* bisweilen recht stark ausgeprägt. Nicht das Ergebnis hat also einen Meßfehler, sondern der Transistor hat bei diesem kleineren Strom eine niedrigere Stromverstärkung. Benutzt man nun vom beispielsweise als Meßkopf angeschlossenen „Minimeter" nach Abschnitt 7. noch die Schalterstellung „10 V", so können z. B. auch Transistoren mit $B \geqq 100$ immer noch in der Nähe von 10 mA Kollektorstrom gemessen werden, wenn $I_B = 100\,\mu A$ gewählt wird, oder allgemein gesagt, durch Unterdrücken der letzten Stelle weitet sich der Meßbereich auf das 10fache aus. Jetzt fließen aber statt maximal 9,99 mA theoretisch 99,9 mA am Bereichsende. Praktisch setzt das eine Spannungsquelle für den Meßzusatz voraus, die wenigstens 12 V bereitsstellt. Man muß bei der beabsichtigten oder zufälligen Nutzung in solchen Grenzfällen stets die physikalischen Möglichkeiten der Schaltung bedenken. Denn: 99,9 mA, durch 100 Ω fließend, ergeben 9,99 V. Die Basisspannung des Stromgenerators liegt schon bei nur etwa 1,5 V. (Der TK_U der benutzten Leuchtdiode verringert die Wirkung des TK_U der Basis-Emitter-Strecke, da sich beide in gleicher Richtung ändern.) Der Transistor selbst benötigt wenigstens 0,5 V Kollektor-Emitter-Spannung, und der den Konstantstrom bestimmende Widerstand R führt gemäß $U_{LED} - U_{BE}$ etwa 1 V, also $I_{konst} = U_R/R \approx 1$ V/R.

Die Gestaltung der Schaltung nach Bild 8.9 hat den Nachteil beim Messen von npn-Transistoren, daß vom Anzeigewert genaugenommen der Basisstrom abzuziehen ist, weil in der npn-Meßschaltung I_E statt I_C angezeigt wird. Schon bei $B > 30$ spielt das aber – auch angesichts der B-Abhängigkeit vom Arbeitspunkt – für das qualitative Einordnen des Prüflings keine Rolle mehr. Die Schaltung hat dafür den großen Vorteil, daß sie sich aus der Versorgungsspannung z. B. des „Minimeters" mitspeisen läßt, d. h. keine eigene Batterie benötigt.

9. Literatur

[1] Mikroelektronik in der Amateurpraxis, hrsg. von *R. Erlekampf/M. Kramer/H.-J. Mönig,* Berlin 1980.

[2] Analoge Schaltungen, hrsg. von *G. Kunz,* Berlin 1979.

[3] *W. Günther,* Wir bauen ein Digitalvoltmeter, Stuttgart 1980.

[4] 9. Halbleiterbauelemente-Symposium 1981 in Frankfurt/O, Referate, Bd. 1.

[5] *B. Kahl,* Analog-Digital-Wandler *C 520 D.* In: radio–fernsehen–elektronik H. 6/1982, S. 377–382.

[6] *U. Gärtner/M. Kulesch,* Halbleiterinformationen 190, *C 520 D.* In: radio–fernsehen–elektronik H. 12/1982, S. 773–776.

[7] *H. Döring,* Analogwerteingabe in Mikrorechner mit *C 520 D.* In: radio–fernsehen–elektronik H. 6/1982, S. 382 u. 383.

[8] *D. Scheuschner,* A/D-Wandler *C 520 D* mit *U 880* gekoppelt. In: radio–fernsehen–elektronik H. 6/1982, S. 384.

[9] Analog Devices, 3-digit-A/D-converter *AD 2020,* Firmenschrift.

[10] RCA, A/D-converter for 3-digit digital readout system *CA 3162 E,* Firmenschrift.